32.828

III 7880

G. Ionescu
R. Dobrescu
B. Droaşcă
Antonina Guţu
I. Hohan
S. Molin
I. Musceleanu
D. Popescu
V. Sgîrciu-Dogeanu
A. Strenc
R. Vârbănescu

TRADUCTOARE PENTRU AUTOMATIZĂRI INDUSTRIALE

Vol. I

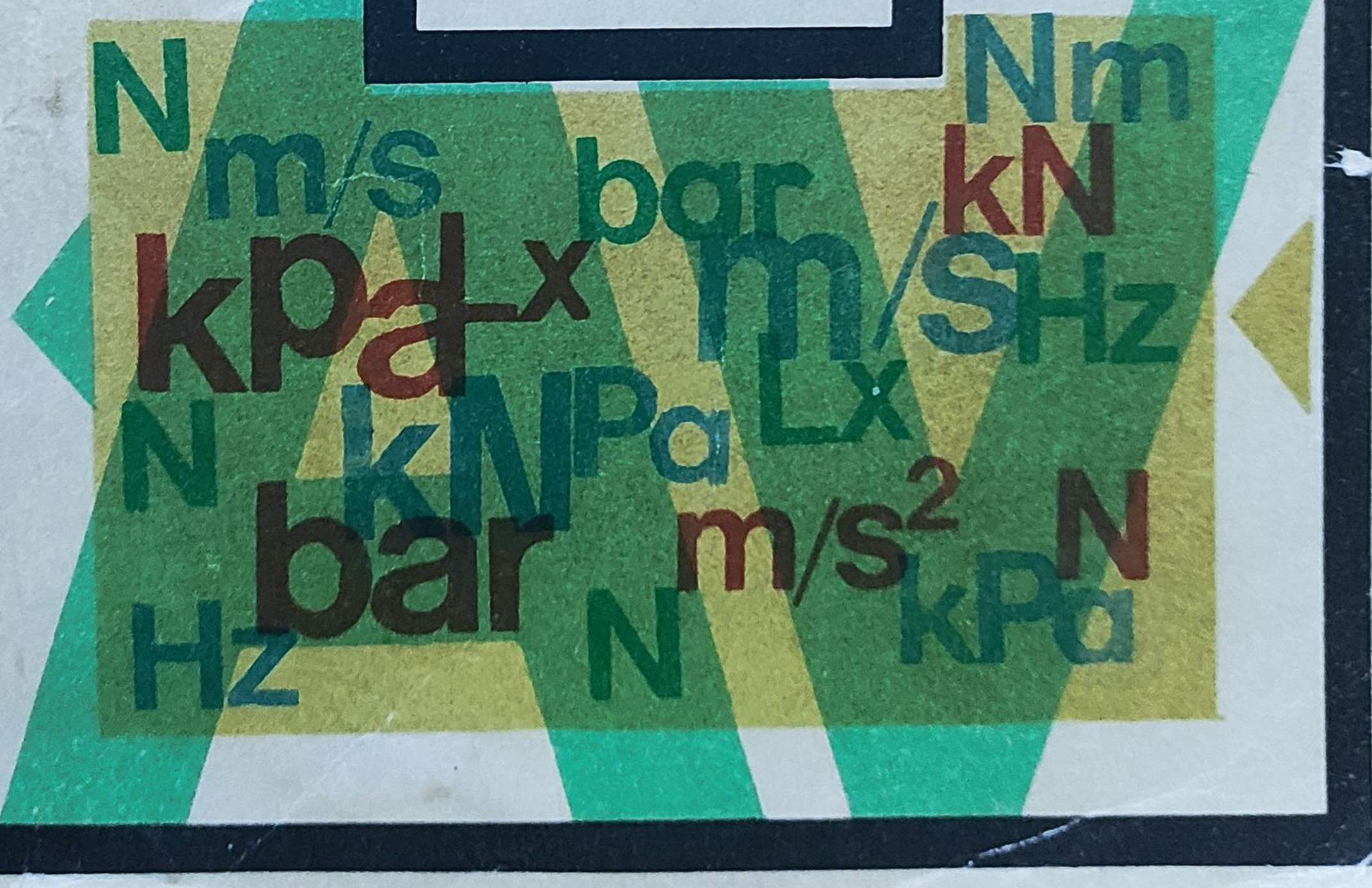
AUTOMATICA

ELECTRONICA

SERIA PRACTICĂ

INFORMATICĂ

MANAGEMENT



Gabriel Ionescu
Radu Dobrescu
Bogdan Droașcă
Antonina Guțu
Ion Hohan
Sergiu Molin
Ion Musceleanu
Dan Popescu
Valentin Sgîrciu-Dogeanu
Alexandru Strenc
Radu Vârbănescu

TRADUCTOARE PENTRU AUTOMATIZĂRI INDUSTRIALE

Vol. I

Coordonator : GABRIEL IONESCU

195138
B.C.U. - IASI

EDITURA TEHNICĂ
București – 1985

Prefață

Directivele Congresului al XIII-lea al P.C.R. privind dezvoltarea economico-socială a țării noastre, în cincinalul 1986—1990 și în perspectivă pînă în anul 2000, acordă o atenție deosebită înfăptuirii noii revoluții tehnico-științifice, automatizării și robotizării proceselor de producție astfel încît industria românească să se bazeze pe cele mai avansate cuceriri ale științei și tehnicii contemporane.

Marile complexe industriale, dotate cu instalații destinate realizării unor procese de înaltă tehnicitate, reclamă în mod imperios extinderea și perfecționarea automatizării ca unică soluție de asigurare a parametrilor cantitativi și calitativi optimi și prin aceasta a eficienței economice scontate.

Orice sistem automat — de la buclele de reglare simple acționînd independent, pînă la sistemele distribuite și ierarhizate dotate cu tehnică de calcul modernă și capabile de efectuarea unor complicate operații de coordonare și optimizare — necesită informații referitoare la procesul condus. Implementarea unor algoritmi de conducere evoluați și, mai ales, utilizarea lor efectivă sînt puternic condiționate de calitatea și cantitatea acestor informații.

Avînd în vedere însemnătatea informațiilor despre proces, rezultă în mod pregnant rolul important al traductoarelor, elemente componente ale sistemelor automate destinate obținerii și transmiterii acestor informații sub o formă apță de a fi recepționată și interpretată de echipamentele care realizează funcțiile de conducere automată.

Marea varietate de procese industriale, mulțitudinea de mărimi care le caracterizează, implică în mod evident și o mare varietate de traductoare. Se poate afirma astfel că traductoarele reprezintă elementele cele mai diversificate ale sistemelor automate atît din punct de vedere al principiilor funcționale și al tehnologiilor de execuție, cît și al condițiilor impuse de mediul de lucru.

Ca urmare a acestei diversități și a necesității obținerii unor performanțe ridicate, asigurarea unei game corespunzătoare de traductoare constituie o problemă dificilă, atît sub raport conceptual cît și constructiv, a cărei rezolvare necesită eforturi pluridisciplinare considerabile.

Pe de altă parte, o importanță similară o prezintă și alegerea — dintr-o paletă amplă de tipuri oferită de producători — a acelor traductoare care satisfac tehnic și economic cerințele impuse de automatizarea unui anumit proces. Utilizatorul, pe lîngă o bună informare asupra ofertei, trebuie să dispună și de cunoștințele de specialitate necesare pentru interpretarea caracteristicilor și performanțelor specificate.

Prezenta lucrare a fost concepută avînd în vedere, în principal, acest ultim aspect și anume acela de a pune la dispoziția utilizatorilor — înțelegînd prin aceștia personalul tehnic de proiectare, construcție și exploatare a automatizărilor industriale — un „manual" care să cuprindă tipurile cele mai reprezentative de traductoare, caracteristicile și performanțele lor funcțional-constructive, domeniile de aplicație cele mai frecvente. În același timp unele părți din lucrare pot fi utile specialiștilor proiectanți și constructori de traductoare ca informații și sugestii pentru dezvoltarea și ameliorarea gamei de traductoare fabricate în țară. De asemenea, lucrarea poate servi și studenților din institutele tehnice de învățămînt superior cu profil de automatică sau cu specializări înrudite.

Pentru a conferi un caracter sistematic lucrării s-a adoptat tratarea tipurilor de traductoare după mărimile cărora le sînt destinate. Din motive de spațiu, dar și ținînd seama de utilitate, au fost selectate atît mărimile cît și domeniile de variație reprezentînd parametrii cei mai semnificativi care intervin în automatizarea proceselor industriale. Lucrarea are un caracter unitar și ținînd seama de amploarea problematicii, elaborarea și publicarea ei au fost etapizate pe două volume.

În acest prim volum, cu scopul unei înțelegeri corecte a semnificației și importanței diferitelor caracteristici și performanțe, în capitolele 1, 2, și 3 au fost evidențiate succint noțiunile teoretice necesare definirii acestora prin prisma rolului și funcțiilor traductoarelor în cadrul sistemelor automate, precum și aspectele generale privind structurile care realizează funcțiunile respective. Pe această bază în capitolul 4 au fost formulate unele criterii generale, tehnice și economice de alegere a traductoarelor în concordanță cu cerințele aplicației.

După această primă parte, dispunînd de un fond de concepte și noțiuni operaționale pentru caracterizarea funcțional-constructivă a oricărui tip de traductor, se intră în fondul lucrării, următoarele capitole (5—11) fiind dedicate traductoarelor de mărimi electrice, radiații, deplasare, viteză, accelerație, forță și presiune. Fiecare dintre aceste capitole au o structură similară cuprinzînd enunțarea principalelor fenomene și legile fizice pe care se bazează elementele sensibile, realizările constructive și caracteristicile acestora și ale adaptoarelor care transmit semnalele calibrate la ieșire, domeniile de utilizare cu particularitățile de montaj și exploatare. În final sînt prezentate, sub formă de fișe sau de tabele, tipurile industriale cele mai semnificative produse în țară sau de firme străine reputate.

Cel de al doilea volum va trata în continuare, în aceeași manieră, traductoarele de debit, nivel, temperatură, de mărimi analitice — pH, redox, umiditate, densitate, viscozitate, concentrații în amestecuri de gaze, etc. Ținînd seama de tendințele de robotizare a producției un capitol va fi dedicat traductoarelor speciale pentru roboți industriali. În ultima parte se vor aborda unele probleme referitoare la cuplarea traductoarelor cu echipamentele de automatizare — sistemele de interfață și de transmisie a semnalelor.

Se precizează că din necesitatea de a limita tematica la sfera automatizărilor industriale nu sînt cuprinse în lucrare traductoare specializate pentru aplicații de laborator, pentru activități de cercetare și mici instalații complexe de măsurare (cromatografe, analizoare spectrale, etc.).

Colectivul relativ larg de autori reunește specialiști din producție, cercetare și din învățământul superior, care își desfășoară activitatea în domeniul automatizărilor industriale și care s-au străduit să prezinte experiența și cunoștințele acumulate cu speranța de a fi realizat o lucrare utilă unei categorii largi de specialiști care se confruntă cu problemele dificile de alegere, exploatare și întreținere corectă a traductoarelor.

Pentru spiritul de colaborare deosebit manifestat pe parcursul editării lucrării de către Editura Tehnică, autorii își exprimă și pe această cale mulțumirile lor.

Prof. dr. ing. **GABRIEL IONESCU**

Cuprins

Capitolul 1

Rolul şi locul traductoarelor în sistemele automate 13
1.1. Traductorul, element funcţional tipic al sistemelor automate 13
1.2. Poziţia traductoarelor în sistemele automate 15
1.3. Structura generală a unui traductor 17
Bibliografie 21

Capitolul 2

Caracteristicile şi performanţele generale ale traductoarelor . . 22
2.1. Caracteristici şi performaţe de regim staţionar 23
2.1.1. Caracteristici statice 26
2.1.2. Erorile de neliniaritate şi histerezis 26
2.1.3. Domeniul de măsurare 27
2.1.4. Sensibilitatea 28
2.1.5. Rezoluţia 30
2.1.6. Pragul de sensibilitate 31
2.1.7. Precizia 31
2.2. Caracteristici şi performanţe de regim dinamic 39
2.2.1. Modalităţi de caracterizare a regimului dinamic . . 40
2.2.2. Indicatori de performanţe dinamice deduşi din caracteristici experimentale în domeniul timpului . . 43
2.2.3. Indicatori de performanţe dinamice determinaţi din caracteristici de frecvenţă 47
2.2.4. Indicatori de regim dinamic pentru traductoare numerice 48
2.3. Caracteristici energetice 49
2.4. Caracteristici constructive 51
2.4.1. Robusteţea 52
2.4.2. Capacitatea de supraîncărcare 52
2.4.3. Protecţia climatică 52
2.4.4. Protecţia contra exploziilor 56
2.4.5. Protecţia anticorosivă 58
2.4.6. Gradele normale de protecţie 59
2.4.7. Efectele şocurilor şi vibraţiilor mecanice. Modalităţi de încercare şi asigurare a rezistenţei împotriva acestor efecte 63
2.5. Fiabilitatea traductoarelor 64
Bibliografie 69

Capitolul 3

Componentele principale ale traductoarelor. Elemente sensibile şi adaptoare 70
3.1. Elemente sensibile ale traductoarelor electronice 70
3.1.1. Elemente sensibile de tip parametric 71
3.1.2. Elemente sensibile de tip generator 73
3.1.3. Elemente sensibile tipice pentru anumite mărimi fizice 75
3.2. Adaptoare electronice. Principii generale 76
3.2.1. Adaptoare pentru elemente sensibile de tip parametric 77
3.2.2. Adaptoare pentru elemente sensibile de tip generator 78
3.2.3. Adaptoare utilizînd scheme de măsurare cu echilibrare automată 80
3.3. Convertoare pentru traductoare numerice 82
3.4. Traductoare integrate 84

3.5. Traductoare pneumatice 85
3.5.1. Elemente sensibile pentru traductoare pneumatice . 86
3.5.2. Adaptoare pentru traductoare pneumatice 86
Bibliografie 88
Capitolul 4 **Principii generale de alegere a traductoarelor** 89
4.1. Eficiența economică cu privire la utilizarea traductoarelor 89
4.2. Eficacitatea operațională a unui traductor 90
4.2.1. Caracteristicile aplicației și specificarea performanțelor de referință 91
4.2.2. Modalități de evaluare a eficacității operaționale . 94
4.3. Costurile totale de utilizare 95
4.4. Estimarea eficienței economice 97
4.5. Alegerea traductoarelor prin prisma consecințelor economice determinate în mod preponderent de anumite performanțe tehnice 100
Bibliografie 102
Capitolul 5 **Traductoare pentru mărimi electrice** 103
5.1. Considerații generale 103
5.2. Caracterizarea generală a traductoarelor de mărimi electrice 104
5.3. Elemente primare de conversie 107
5.4. Principii funcționale ale traductoarelor de curent electric 111
5.4.1. Traductorul de c.c. cu compensare de cuplu . . . 112
5.4.2. Traductorul de c.c. cu amplificator-convertor de c.c. 113
5.4.3. Traductorul de c.a. cu compensare de cuplu . . . 115
5.4.4. Traductorul de c.a. de valoare efectivă pentru semnale sinusoidale nedistorsionate 115
5.4.5. Traductorul de c.a. de valoare efectivă pentru semnale distorsionate 116
5.5. Principii funcționale ale traductoarelor de tensiune electrică 117
5.6. Principii funcționale ale traductoarelor de putere . . . 118
5.6.1. Traductorul de putere activă (reactivă) monofazată cu compensare de cuplu 119
5.6.2. Traductorul de putere activă (reactivă) monofazată cu medierea statică a valorilor instantanee . . . 121
5.6.3. Traductoare de putere activă (reactivă) trifazată cu compensare de cuplu și medierea statică a valorilor instantanee 126
5.7. Principii funcționale ale traductoarelor de frecvență și abatere de frecvență 129
5.7.1. Traductorul de frecvență (abatere de frecvență) cu medierea impulsurilor 130
5.7.2. Traductoare de abatere de frecvență funcționînd pe principii analogice 132
5.7.3. Traductorul numeric de abatere de frecvență . . 133
5.8. Principii funcționale ale traductoarelor de defazaj și factor de putere 136
5.8.1. Traductorul de defazaj cu medierea impulsurilor . 137
5.8.2. Traductorul de factor de putere cu compensare de cuplu 137
5.9. Tipuri industriale de traductoare pentru mărimi electrice 139
5.10. Criterii de alegere a traductoarelor de mărimi electrice; tendințe de dezvoltare 143
Bibliografie 143
Capitolul 6 **Traductoare de radiații** 144
6.1. Radiații luminoase. Noțiuni fundamentale 144
6.1.1. Mărimi specifice 145
6.1.2. Fenomene fotoelectrice 146
6.1.3. Surse de radiații luminoase 147

6.2. Elemente sensibile tipice pentru radiaţii luminoase . . . 149
6.2.1. Celule fotovoltaice 150
6.2.2. Fotodiode 152
6.2.3. Fototranzistoare 154
6.2.4. Fotorezistenţe 155
6,2.5. Tubul fotomultiplicator 156
6.3. Exemple de tipuri industriale de fotodetectoare 157
6.4. Utilizarea fotodetectoarelor 166
6.5. Radiaţii nucleare. Noţiuni fundamentale 166
6.5.1. Mărimile caracteristice fasciculelor de radiaţii . . . 167
6.5.2. Interacţiunea radiaţiei nucleare cu substanţa . . . 167
6.5.3. Surse de radiaţii nucleare 168
6.6. Detectoare de radiaţii nucleare 169
6.6.1. Camera de ionizare 170
6.6.2. Detectorul cu scintilaţie 170
6.6.3. Detectoare cu semiconductoare 171
6.6.4. Adaptoare specifice traductoarelor de radiaţii nucleare 173
6.7. Exemple de tipuri industriale de detectoare nucleare . . 174
Bibliografie 175

Capitolul 7

Traductoare pentru mărimi geometrice 176
7.1. Noţiuni fundamentale 176
7.2. Traductoare pentru deplasări liniare mici 177
7.2.1. Traductoare inductive pentru deplasări liniare mici 177
7.2.2. Traductoare capacitive pentru deplasări liniare mici 183
7.2.3. Traductoare rezistive pentru deplasări liniare mici 186
7.3. Traductoare pentru deplasări unghiulare 188
7.3.1. Traductoare rezistive pentru deplasări unghiulare . 188
7.3.2. Traductoare capacitive pentru deplasări unghiulare 188
7.3.3. Traductoare inductive pentru deplasări unghiulare 189
7.3.4. Traductoare numerice pentru deplasări unghiulare 199
7.4. Traductoare pentru deplasări liniare mari 210
7.4.1. Inductosinul liniar 210
7.4.2. Rigle optice 213
7.4.3. Traductoare de deplasare cu laser 214
7.5. Traductoare de proximitate 219
7.5.1. Traductoare inductive de proximitate 220
7.5.2. Traductoare magnetice de proximitate 222
7.5.3. Traductoare capacitive de proximitate 223
7.5.4. Traductoare fotoelectrice de proximitate 223
7.5.5. Traductoare fluidice de proximitate 224
7.5.6. Traductoare integrate de proximitate 228
7.6. Traductoare pentru controlul dimensiunilor 233
7.6.1. Traductoare electrice pentru controlul dimensional activ 233
7.6.2. Traductoare pneumatice şi fluidice pentru control dimensional 235
7.7. Tipuri industriale de traductoare pentru deplasări liniare şi unghiulare 239
Bibliografie 248

Capitolul 8

Traductoare de viteză 249
8.1. Noţiuni fundamentale 249
8.1.1. Viteză liniară şi turaţie. Definiţii 249
8.1.2. Principii şi metode utilizate în măsurarea vitezei . 250
8.2. Traductoare de turaţie 251
8.2.1. Tahogeneratoare de c.c. 252
8.2.2. Tahogeneratoare de c.a. 255
8.2.3. Traductor de turaţie cu reluctanţă variabilă . . . 256
8.2.4. Traductoare de turaţie cu elemente sensibile fotoelectrice 259

8.2.5. Traductoare de turaţie cu elemente sensibile inductive 262
8.2.6. Traductoare de turaţie cu elemente sensibile magnetice 263
8.2.7. Adaptoare numerice 265
8.3. Traductoare de viteză liniară 267
8.3.1. Determinarea vitezei din turaţie 267
8.3.2. Determinarea vitezei prin cronometrarea timpului de parcurgere a unei distanţe cunoscute 267
8.3.3. Determinarea vitezei prin măsurarea distanţei parcurse într-un interval de timp dat. 268
8.4. Exemple de tipuri industriale de traductoare de turaţie 269
8.4.1. Tahogeneratoare de c.c. 269
8.4.2. Tahogeneratoare de c.a. 270
8.4.3. Traductoare de turaţie cu reluctanţă variabilă . . . 270
8.4.4. Traductoare fotoelectrice 271
8.4.5. Detector de turaţie cu element Hall 273
8.4.6. Traductor de turaţie inductiv cu senzor de proximitate integrat TCA 105 N 273
8.5. Utilizarea traductoarelor de turaţie 273
Bibliografie 274

Capitolul 9

Traductoare de vibraţii şi acceleraţii 275
9.1. Noţiuni fundamentale 275
9.1.1. Definiţii, clasificări 275
9.1.2. Mărimi caracteristice ; unităţi de măsură 276
9.2. Principiile traductoarelor de vibraţii 278
9.2.1. Elemente sensibile 279
9.2.2. Convertoare intermediare asociate elementelor sensibile cu masă seismică pentru conversie în semnal electric 282
9.3. Adaptoare pentru traductoare de vibraţii 296
9.3.1. Adaptoare pentru convertoare intermediare parametrice 296
9.3.2. Adaptoare pentru convertoare intermediare generatoare 297
9.4. Tipuri industriale de traductoare de vibraţii 304
9.5. Etalonarea traductoarelor de vibraţii 306
9.6. Criterii de alegere a traductoarelor de vibraţii 310
9.7. Sisteme complexe pentru măsurarea vibraţiilor 312
Bibliografie 315

Capitolul 10

Traductoare pentru forţe şi momente 316
10.1. Consideraţii generale 316
10.2. Traductoare de tip tensorezistiv 317
10.2.1. Principiul de funcţionare al elementelor sensibile tensorezistive 317
10.2.2. Caracteristicile mărcilor tensometrice 318
10.2.3. Adaptoare pentru traductoare tensorezistive . . 327
10.2.4. Utilizarea mărcilor tensometrice 338
10.2.5. Erori de măsurare şi posibilităţi de compensare a acestora 342
10.3. Traductoare cu coardă vibrantă 348
10.4. Traductoare de forţă şi cuplu cu elemente sensibile nespecifice 352
10.4.1. Traductoare magnetostrictive 352
10.4.2. Traductoare de forţă piezoelectrice 355
10.4.3. Traductoare inductive de forţă şi cuplu 355
10.4.4. Traductoare de forţă capacitive 357
10.4.5. Traductoare de cuplu cu discuri incrementale . . 357

10.5. Tipuri industriale de traductoare de forţă şi cuplu 358
10.5.1. Traductoare pentru forţe de compresie (doze tensometrice) 358
10.5.2. Traductoare tensorezistive pentru forţe de întindere 360
10.5.3. Traductoare inductive de efort 361
10.5.4. Traductoare de cuplu cu mărci tensometrice . . 363
10.6. Aplicaţii industriale tipice ale traductoarelor de forţă şi de cuplu 365
Bibliografie 368

Capitolul 11

Traductoare de presiune 369
11.1. Consideraţiuni generale 369
11.1.1. Mărimi fundamentale. Definiţii 369
11.1.2. Unităţi de măsură a presiunii 371
11.1.3. Principii de măsurare a presiunii 372
11.2. Traductoare de presiune cu elemente sensibile elastice 373
11.2.1. Membrane 373
11.2.2. Tuburi ondulate (silfoane) 378
11.2.3. Tuburi Bourdon 379
11.2.4. Dispozitive de conversie asociate elementelor sensibile elastice 382
11.2.5. Adaptoare pentru elementele sensibile elastice . . 387
11.3. Traductoare de presiune cu lichid 390
11.3.1. Elemente sensibile de tip clopot 390
11.3.2 Tor oscilant 390
11.4. Traductoare de presiune cu elemente piezorezistive . . . 391
11.5. Traductoare de presiune piezoelectrice 392
11.6. Traductoare de presiune speciale 399
11.6.1. Traductoare de vacuum 402
11.6.2. Traductoare pentru presiuni foarte înalte 402
11.6.3. Traductoare de presiune cu elemente elastice vibrante 406
11.6.4. Traductoare de presiune integrate 407
11.7. Aspecte privind calibrarea şi testarea 409
11.8. Tipuri de traductoare industriale de presiune 412
Bibliografie 417
424

Capitolul 1

Rolul și locul traductoarelor în sistemele automate

1.1. Traductorul, element funcțional tipic al sistemelor automate

Una din funcțiile indispensabile pentru conducerea eficientă a unui proces, indiferent de procedeele și mijloacele aplicate, este aceea de *informare*. Deciziile de conducere pot fi luate numai pe baza unor informații cît mai corecte și mai complete asupra unor parametri semnificativi pentru caracterizarea tehnico-economică a procesului. Informațiile respective, reprezentînd în ultimă instanță valori ale unor mărimi fizice (sau ale unor indicatori calculați prin intermediul acestora), chiar și în cazul conducerii manuale se obțin ca rezultat al unor *operații de măsurare*

Definiția clasică a operației de măsurare, fundamentată pe noțiunea de *unitate de măsură*, arată că a măsura înseamnă a stabili pe cale experimentală valoarea (numerică) a unei mărimi fizice necunoscute *măsurînd-o* prin compararea cu o mărime de aceeași natură aleasă în mod convențional ca unitate.

Uzual, măsurările sînt efectuate cu participarea unui operator uman, participare care se reflectă în mod direct în obținerea rezultatelor. Ținînd cont de acest aspect, operația de măsurare ca o comparație direct perceptibilă a mărimii de măsurat cu unitatea nu este posibilă decît într-un număr restrîns de cazuri în care unitățile pot fi realizate sub o formă care să permită utilizarea lor ca atare. Restricțiile apar, pe de o parte, datorită faptului că există numeroase mărimi fizice care nu sînt accesibile simțurillor umane, iar, pe de altă parte, chiar și în situațiile celor care posedă această proprietate numai un domeniu limitat de valori poate fi sesizat. Din aceste motive măsurările se efectuează, în marea majoritate a cazurilor, cu ajutorul *aparatelor de măsurat*. Astfel, prin aparat de măsurat se înțelege acel dispozitiv care stabilește o dependență între mărimea de măsurat și o altă mărime ce poate fi percepută în mod nemijlocit de organele de simț umane, de o manieră care permite determinarea valorii mărimii necunoscute în raport cu o anumită unitate de măsură.

În cazul sistemelor automate conducerea proceselor efectuîndu-se fără intervenția directă a omului, mijloacele prin care aceasta se realizează — inclusiv cele care se referă la funcția de informare — se modifică în concordanță cu noile condiții. În consecință, operațiile de măsurare în sistemele automate sînt efectuate de *traductoare*, dispozitive care stabilesc o corespondență între mărimea de măsurat și o mărime cu un domeniu de variație calibrat, aptă de a fi recepționată și prelucrată de echipamentele de conducere (regulatoare, calculatoare de proces etc.).

În cele de mai sus noțiunea de traductor a fost definită în sensul atribuit în automatică. Ea este extinsă adesea [4] și pentru a denumi elemente

cu funcțiuni similare care intră în structura unor lanțuri de măsurare complexe utilizate în scopuri de cercetare, în laboratoare etc. și care nu sînt incluse într-o buclă de reglare sau într-un sistem de conducere cu calculator funcționînd on-line (deși pot fi asociate cu echipamente de calcul pentru prelucrarea automată a datelor).

O primă constatare, care se poate desprinde din cele menționate și care rezultă și din examinarea diverselor modalități de conducere automată a proceselor este aceea că *traductorul reprezintă un element tipic pentru structura oricărui sistem automat.*

O a doua observație importantă se referă la faptul că, în cadrul analogiei între conducerea manuală a proceselor și cea automată, se poate evidenția *asemănarea între funcțiile realizate de traductoare și de aparatele de măsurat.*

Relevînd paralelismul funcțional între un traductor și un aparat de măsurat este necesar să se observe și o serie de deosebiri generate de atributul de element component al unui sistem automat pe care îl are traductorul. Aceste deosebiri se manifestă mai ales în ceea ce privește caracteristicile statice și dinamice, dar ele sînt legate și de unele funcțiuni suplimentare, cu implicații asupra ansamblului aparaturii de automatizare.

Din punctul de vedere al caracteristicilor statice și dinamice, principalele cerințe impuse traductoarelor [1, 2] sînt:

— relație liniară de dependență intrare-ieșire;

— dinamică proprie care să nu influențeze în mod esențial comportarea sistemului automat.

Aceste ipoteze reprezintă restricții severe în ceea ce privește construcția traductoarelor. Astfel dacă pentru un aparat de măsurat relația de dependență între mărimea aplicată și deviația acului indicator este neliniară, aceasta nu constituie un impediment întrucît se poate grada neliniar scara aparatului. În cazul traductoarelor dependența trebuie să fie strict liniară (eroarea de neliniaritate admisă este foarte redusă), toate calculele de sistem bazîndu-se pe această proprietate de liniaritate. Relativ la dinamica proprie a traductorului, aceasta trebuie interpretată în sensul necesității ca ea să fie foarte rapidă, și, ca urmare, neglijabilă în comparație cu dinamica procesului propriu-zis. O astfel de caracteristică este absolut necesară deoarece informațiile trebuie furnizate cu promptitudine (fără întîrzieri) pentru ca intervențiile de conducere să fie oportune. Se deduce că și din acest punct de vedere caracteristicile dinamice ale traductoarelor sînt, în mod frecvent, mult mai pretențioase decît ale aparatelor de măsurat destinate să indice valori staționare sau lent variabile, în limitele vitezei de percepție vizuală.

Traductoarele trebuie să îmbine cerințele semnalate de liniaritate și viteză de răspuns ridicată cu performanțe metrologice privind precizia similare cu cele ale aparatelor de măsurat sau chiar mai ridicate ținînd cont de posibilitățile superioare de discriminare ale sistemelor de conducere automată față de cele ale unui operator.

Este de remarcat faptul că analiza preciziei sistemelor de reglare automată vizează în mod curent aspecte referitoare la valoarea erorii staționare și la dependența acesteia de dinamica sistemului în cazul anumitor forme

standard de variație a mărimii de referință: treaptă, rampă, impuls etc. Toate considerațiile și relațiile stabilite pentru analiza și sinteza sistemelor de reglare pornesc de la premisa că erorile pe care le-ar putea introduce traductorul sînt neglijabile. În consecință devine evidentă importanța preciziei acestuia pentru problema reglării și pentru conducerea automată în general.

Traductoarele implică și necesitatea unei fiabilități sporite în raport cu aparatele de măsurat datorită faptului că o indicație greșită a acestora din urmă ar putea fi sesizată și interpretată ca atare de către un operator, pe cînd detectarea unor valori eronate furnizate de traductoare este mult mai dificilă în cazul sistemelor de conducere automată.

În concluzie se poate afirma că traductoarele sînt elemente componente tipice ale sistemelor automate, prin intermediul cărora se realizează funcția informațională și că ele trebuie să întrunească o serie de calități care să le apropie de caracteristicile ideale de liniaritate, dinamică și precizie pentru a asigura valabilitatea ipotezelor și relațiilor matematice pe baza cărora sînt formalizate problemele de conducere automată a proceselor.

1.2. Poziția traductoarelor în sistemele automate

Ținînd seama de satisfacerea calităților arătate anterior și de faptul că semnalele furnizate la ieșire de către traductoare constituie singurele mărimi accesibile în exteriorul procesului în vederea prelucrării și elaborării comenzilor de către dispozitivele de automatizare, în schemele de calcul ale sistemelor automate traductoarele pot să apară, uneori, incluse în blocul prin care este reprezentat procesul. Această reprezentare are un caracter pur formal.

În realitate traductoarele, ca și elementele de execuție, sînt unități constructive distincte dispuse pe cele două căi de interconectare între procesul propriu-zis și elementele sistemului de reglare automată (fig. 1.1) respectiv ale sistemului de conducere cu calculator de proces (fig. 1.2).

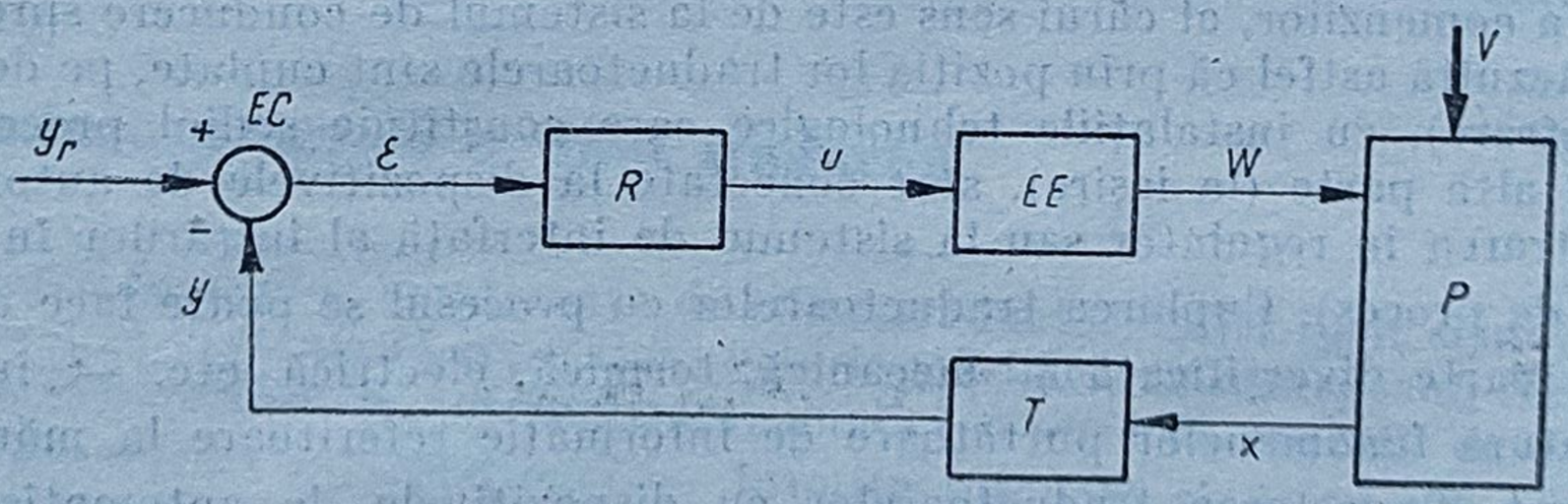


Fig. 1.1. Schema de principiu a unui sistem de reglare convențională:
R — regulator; *EE* — element de execuție; *P* — proces; *T* — traductor; *EC* — element de comparație; y_{ref} — valoarea de referință; *y* — valoarea curentă; *e* — eroarea (abaterea); *u* — comanda; *w* — mărimea de execuție; *x* — mărime din proces reprezentînd parametrul reglat; *v* — perturbația.

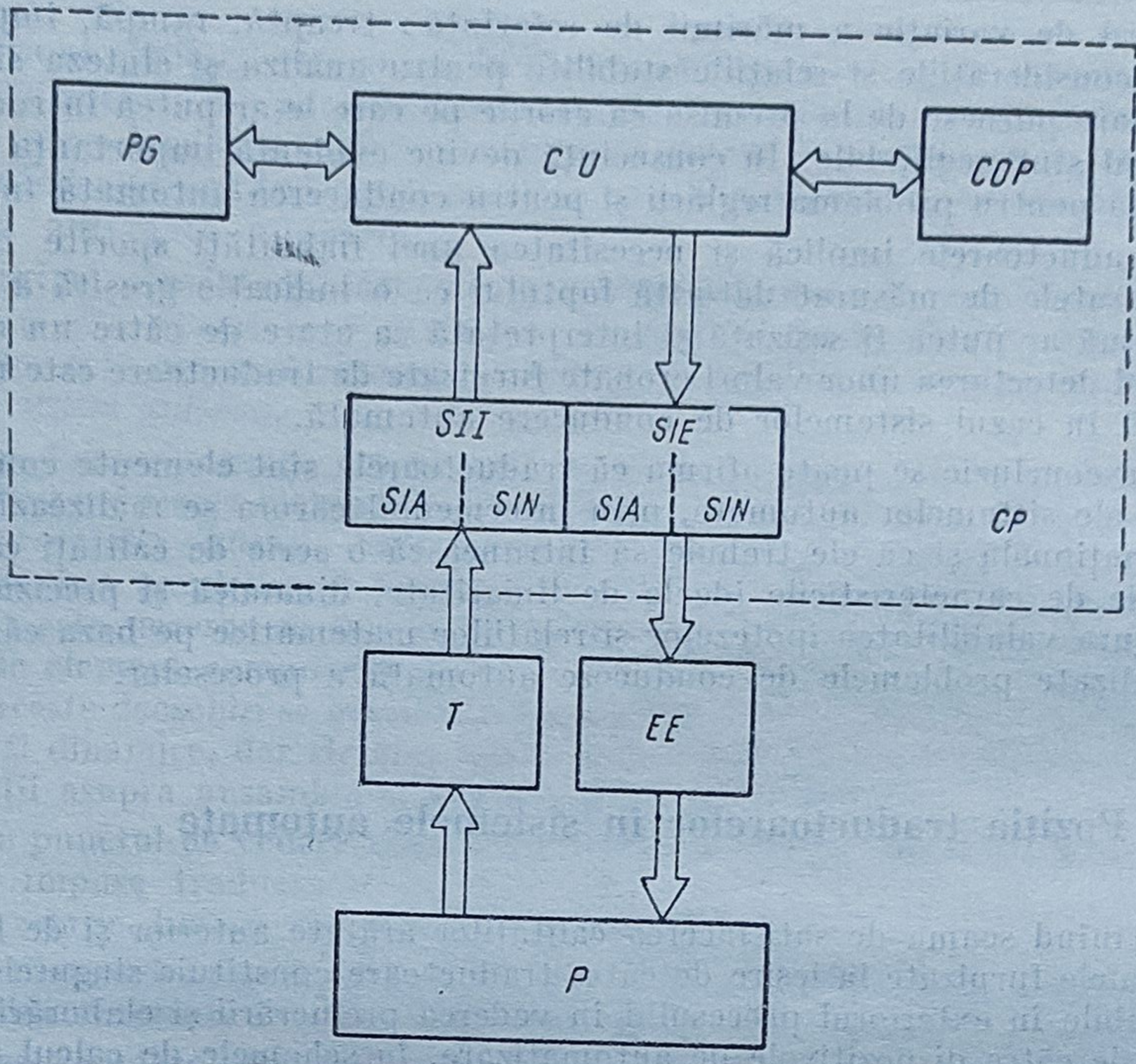


Fig. 1.2. Schema de principiu pentru conducere cu calculator de proces :

CU — calculator universal ; *COP* — consola operatorului de proces ; *PG* — periferice generale ; *SII* — sistemul de interfață al intrărilor ; *SIE* — sistemul de interfață al ieșirilor ; *SIA* — sistem de interfață pentru semnale analogice ; *SIN* — sistem de interfață pentru semnale numerice ; *T* — traductoare ; *EE* — elemente de execuție ; *P* — proces ; *CP* — calculator de proces ;

Traductoarele, în concordanță cu funcțiunile specificate, sînt situate pe calea informațională avînd sensul de transmisie de la proces către sistemul de conducere, elementele de execuție fiind plasate pe cealaltă cale, de transmisie a comenzilor, al cărui sens este de la sistemul de conducere spre proces.

Rezultă astfel că prin poziția lor traductoarele sînt cuplate, pe de o parte (în intrare), cu instalațiile tehnologice care constituie sediul procesului și, pe de altă parte (la ieșire), sînt conectate la dispozitivele de automatizare (la intrarea în regulator sau la sistemul de interfață al intrărilor în calculatorul de proces). Cuplarea traductoarelor cu procesul se poate face de o manieră foarte diversificată — mecanică, termică, electrică etc. — în raport cu natura fenomenelor purtătoare de informație referitoare la mărimea de măsurat. Conectarea traductoarelor cu dispozitivele de automatizare este dependentă de caracteristicile constructive ale acestora, care impun de altfel și conversia pe care trebuie să o realizeze, respectiv natura fizică a mărimii furnizată la ieșire. Datorită unor avantaje bine cunoscute, marea majoritate

a echipamentelor de automatizare sînt electrice sau electronice și numai în cazuri speciale pneumatice (în medii cu pericol de incendiu sau de explozie). Ca urmare semnalele de ieșire ale traductoarelor sînt de natură electrică (tensiuni, curenți) sau pneumatică (aer sub presiune).

Fie că sînt electrice sau pneumatice, traductoarele destinate automatizărilor industriale au, de regulă, semnale de ieșire cu variații într-o gamă fixată indiferent de domeniul de valori al mărimii pe care o primesc la intrare. Se creează astfel posibilitatea tipizării celorlalte elemente, realizîndu-se așa-numitele sisteme de aparate de automatizare funcționînd cu *semnal unificat*. Prin această tipizare același regulator automat, de exemplu, poate fi utilizat la reglări de presiuni, debite, nivele, temperaturi etc., oricare ar fi limitele impuse pentru mărimea de referință. Tipizarea asigură avantaje tehnico-economice importante legate de producerea în serii mari a aparaturii de automatizare, modularizarea, interșanjabilitatea și interconectarea ușoară a diferitelor componente etc.

Avînd un rol important în unificarea componentelor sistemelor de automatizare industriale, trebuie subliniat că traductoarele rămîn ele însele elementele cele mai diversificate datorită condițiilor extrem de variate pe care le implică multitudinea de parametri caracteristici pe care trebuie să îi convertească în semnele unificate.

Un alt aspect important referitor la poziția traductoarelor este acela al condițiilor de funcționare. În acest sens trebuie observat că, dacă regulatoarele și echipamentele care alcătuiesc structurile de conducere cu calculator sînt amplasate în dulapuri locale sau în încăperi unde factorii de mediu se pot menține în limite care nu impun măsuri constructive speciale de protecție, traductoarele sau unele componente ale acestora sînt montate direct în instalațiile în care se desfășoară procesul. Aceasta înseamnă că ele trebuie să funcționeze în condiții foarte severe de mediu, adesea în aer liber sau pe utilaje aflate în incinte cu temperaturi, presiuni ridicate, agenți chimici etc. avînd intervale mari de variație și care constituie surse perturbatoare puternice.

Asigurarea unei funcționări corecte în asemenea condiții dificile pune probleme deosebite în ceea ce privește realizarea constructivă a traductoarelor.

1.3. Structura generală a unui traductor

Realizarea funcțiilor menționate de către traductor astfel încît semnalul obținut la ieșirea acestuia să reprezinte valoric mărimea măsurată, sub formă accesibilă dispozitivelor de automatizare, implică o serie de operații de conversie — cu caracter informațional — însoțite totodată și de transformări energetice bazate fie pe energia asociată mărimii preluate de la proces, fie pe cea furnizată de surse auxiliare. În acest scop în componența oricărui traductor se pot distinge unele elemente funcționale tipice conform structurii generale reprezentate în figura 1.3.

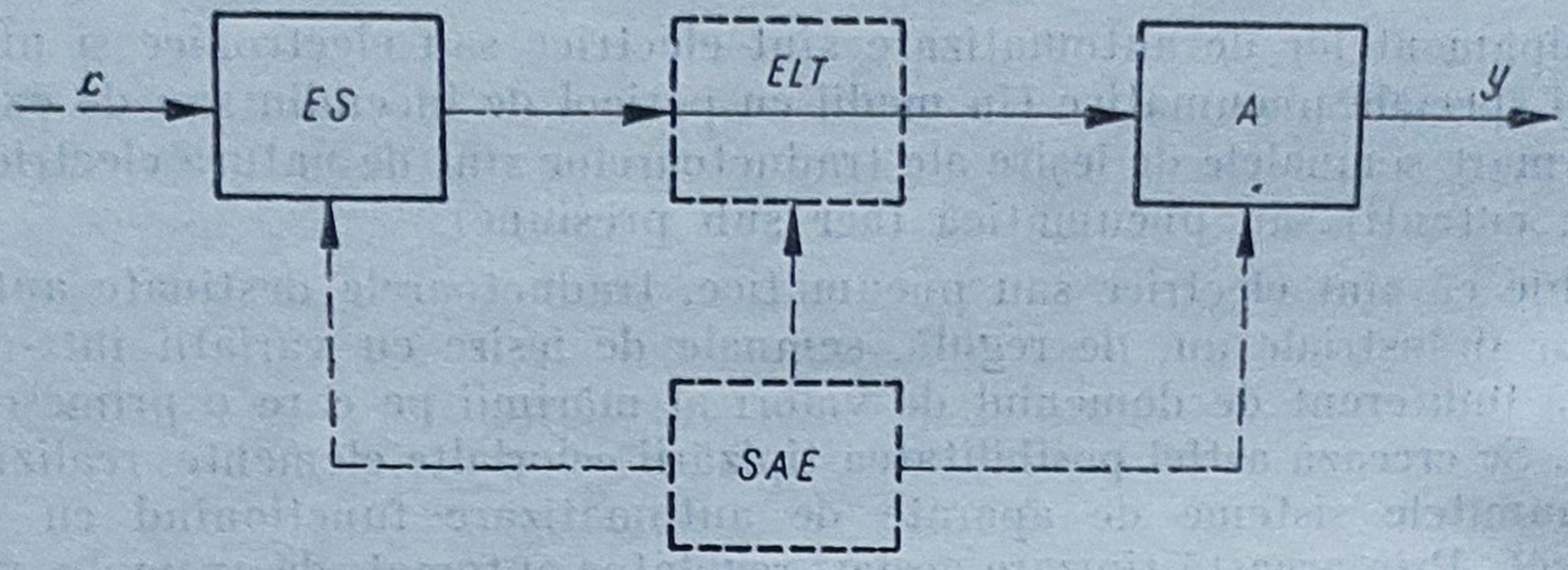


Fig. 1.3. Structura generală a unui traductor.

Considerînd cazul uzual al sistemelor de reglare, mărimea de măsurat x^* aplicată la intrarea traductorului reprezintă parametrul reglat — temperatură, debit, presiune, nivel, viteză, etc. La ieșire traductorul furnizează valoarea mărimii măsurate y sub forma unui semnal unificat sau specializat în concordanță cu cerințele aparaturii de automatizare dacă aceasta nu este standardizată.

Pentru sistemele de conducere complexă poate să apară necesitatea caracterizării procesului printr-o *mărime de calitate* dedusă de combinarea mai multor parametri. Obținerea valorii acestei mărimi de calitate se realizează prin operații specifice măsurărilor indirecte, efectuate asupra mai multor mărimi componente în cadrul unui traductor adecvat sau, cel mai adesea, asupra semnalelor de ieșire de la mai multe traductoare cu aceeași structură din figura 1.3.

Funcțiunile elementelor componente evidențiate în schema din figura 1.2 sînt următoarele :

a) *Elementul sensibil ES* (denumit și detector, captor sau senzor) este elementul specific pentru detectarea mărimii fizice pe care traductorul trebuie să o măsoare.

Mediului în care funcționează traductorul, în afara mărimii x pe care acesta trebuie să o convertească, îi sînt proprii numeroase alte mărimi fizice. Elementul sensibil se caracterizează prin proprietatea de a detecta numai mărimea x, eliminînd sau reducînd la un minim acceptabil influențele pe care le exercită asupra sa toate celelalte mărimi fizice existente în mediul respectiv.

Sub acțiunea mărimii de intrare are loc o modificare de stare a elementului sensibil, care, fiind o consecință a unor legi fizice cunoscute teoretic sau experimental, conține informația necesară determinării valorii acestei mărimi. Modificarea de stare presupune un consum energetic preluat de la proces. În raport cu fenomenele fizice pe care se bazează detecția, cu puterea

---

* Notarea cu x a mărimii de intrare în traductor a fost adoptată în concordanță cu simbolurile folosite în mod curent în măsurări, în acest mod, evidențiindu-se faptul că reprezintă valoarea necunoscută a măsurandului. În unele lucrări de automatică se folosește notația z avînd semnificația unei mărimi de calitate (internă) a procesului, x fiind notația curentă pentru starea sistemului.

asociată mărimii de intrare și cu cota din aceasta care se poate ceda fără a-i altera valoarea, modificarea de stare se poate manifesta sub forma unui semnal la ieșirea elementului sensibil (de exemplu, tensiunea electromotoare a unui termocuplu în funcție de temperatură). În alte situații modificarea de stare are ca efect variații ale unor parametri de material a căror evidențiere printr-un semnal necesită o energie de activare externă.

Este de observat că indiferent cum s-ar manifesta modificarea de stare a elementului sensibil, de obicei, informația furnizată nu poate fi folosită ca atare necesitînd prelucrări ulterioare.

b) *Adaptorul A* este cel de al doilea bloc funcțional important al traductoarelor. Așa cum rezultă și din denumirea sa, el are rolul de a adapta informația obținută (simbolic) la ieșirea elementului sensibil la cerințele impuse de aparatura de automatizare care o utilizează, respectiv să o convertească sub forma impusă pentru semnalul y.

Cu privire la adaptor se pot remarca unele particularități semnificative:

— pe partea de intrare adaptorul se caracterizează printr-o mare diversificare din necesitatea de a putea prelua variatele forme sub care pot să apară modificările de stare ale numeroaselor tipuri de elemente sensibile;

— pe partea de ieșire adaptoarele cuprind, îndeosebi în cazul aparaturii de automatizare standardizate, elemente constructive comune specifice generării semnalelor unificate și care nu depind deci de tipul sau domeniul de valori al mărimii de intrare.

Funcțiile realizate de adaptor sînt complexe. Ele determină ceea ce se înțelege în mod curent prin adaptare *de nivel* sau *de putere* (impedanță) cu referire la semnalul de ieșire în raport cu dispozitivele de automatizare. Totodată adaptorul este cel care asigură conversia variațiilor de stare ale elementelor sensibile în semnale calibrate reprezentînd valoarea mărimii de intrare. Prin urmare, se poate spune că adaptorul este elementul în cadrul căruia se efectuează operația specifică măsurării — comparația cu unitatea de măsură adoptată. Modalitățile practice de efectuare a comparației pot fi diverse, ele ținînd de însăși principiile metodelor de măsurare aplicate și determinînd diferențieri structurale importante ale adaptoarelor. Astfel comparația se poate face în raport cu o mărime etalon care exercită o acțiune permanentă și simultană cu mărimea de intrare (comparație simultană). În cele mai multe cazuri comparația este nesimultană, în sensul că mărimea etalon este aplicată din exterior inițial, în cadrul operației de calibrare, anumite elemente constructive memorînd efectele sale și utilizîndu-le ulterior pentru comparația cu mărimea de măsurat, singura care se aplică din exterior în aceste cazuri (comparație succesivă).

Este de semnalat că, potrivit legilor fizice pe care se bazează detecția efectuată de elementul sensibil și măsurarea în cadrul adaptorului, poate să apară necesitatea efectuării unor operații de calcul liniare (atenuare, amplificare, sumare, integrare, diferențiere), neliniare (produs, ridicare la putere,

logaritmare), sau realizării unor funcții neliniare particulare intenționat introduse pentru compensarea neliniarităților inerente anumitor componente și asigurarea unei dependențe liniare intrare-ieșire pentru traductor în ansamblu.

Ținînd seama de elementele constructive comune impuse de tipurile de semnale furnizate la ieșire, adaptoarele pot fi grupate în două categorii: electrice (electronice) și pneumatice.

Forma de variație a semnalelor respective conduce la o altă modalitate de clasificare: *analogice* și *numerice*. Semnalele analogice se caracterizează prin variații continue ale unui parametru caracteristic, similare cu variațiile mărimii aplicate la intrarea traductorului (mărime în mod natural continuă). Ca exemple de semnale analogice unificate pot fi citate următoarele:

— curent continuu 0,5...5 mA; 2...10 mA; 4...20 mA;
— tensiune continuă 0...10 V; 0...20 V; —10...+10 V;
— presiune (aer) 20...100 kN/m².

Prin calibrare, intervalul de variație al semnalului analogic se asociază domeniul necesar al mărimii de intrare în traductor și în consecință fiecărui nivel de semnal îi corespunde o valoare bine precizată (prin legea de dependență liniară) a mărimii măsurate.

În ultimii ani, o dată cu utilizarea tot mai frecventă a calculatoarelor de proces și a echipamentelor de reglare numerică, o serie de traductoare furnizează la ieșire semnale numerice, fiind prevăzute în acest scop cu adaptoare capabile să efectueze conversia analog-numerică. Semnalele numerice se caracterizează prin variații discrete care permit reprezentarea într-un anumit cod a unui număr finit de valori din domeniul de variație continuă al mărimii de intrare. Codurile adoptate trebuie să fie compatibile cu echipamentele de reglare numerică, respectiv cu sistemele de interfață ale intrărilor calculatoarelor de proces, ceea ce a impus tendințe de standardizare și a semnalelor numerice furnizate de traductoare. Cele mai utilizate sînt următoarele coduri (cu nivele compatibile TTL):

— binar natural, cu 8; 10; 12 sau 16 biți;
— binar codificat zecimal, cu 2, 3 sau 4 decade.

Orice traductor, indiferent de complexitate, de destinație sau de forma constructivă, poate fi redus la structura funcțională simplă constituită din două blocuri principale — elementul sensibil și adaptorul. Uneori însă, particularități legate de aspecte tehnologice sau economice impun prezența și a unor elemente auxiliare. Astfel sînt cazuri, de exemplu la măsurarea temperaturilor ridicate, cînd elementul sensibil nu poate fi plasat în aceeași unitate constructivă cu adaptorul. În asemenea situații apare necesitatea unor elemente de legătură pentru transmiterea stării sau a semnalului furnizat de elementul sensibil către adaptor. În general elementele de transmisie realizează conexiuni electrice, mecanice, optice sau de altă natură. Dacă mărimea generată de elementul sensibil este neadecvată pentru transmisie — de exemplu în cazul transmisiilor la mare distanță — ele cuprind și componente de conversie potrivit cerințelor impuse de canalele de transmisie.

Tot în categoria elementelor auxiliare se încadrează sursele de energie cuprinse în cadrul traductoarelor. Conversiile care au loc atît în elementul sensibil, cît şi în adaptor necesită consumuri de energie care, chiar dacă principial s-ar putea obţine utilizînd puterea asociată mărimii de măsurat, introduc dificultăţi de realizare a performanţelor impuse semnalului de ieşire şi de adaptare de impedanţă cu elementele receptoare. De aceea, de cele mai multe ori conversiile care au loc se fac utilizînd energia furnizată de aceste surse auxiliare.

Desigur, pentru diverse cazuri particulare pot fi evidenţiate şi alte elemente auxiliare. Este de observat însă că toate acestea pot fi grupate din punct de vedere funcţional astfel încît se ajunge în ultimă instanţă tot la schema din figura 1.2, care reprezintă structura generală tipică a traductoarelor utilizate în cadrul sistemelor automate.

Bibliografie

1. *Ionescu G. ş.a.* **Traductoare. Principii şi metode de proiectare.** Tipografia IPB, 1980.
2. *Florea S., Ionescu V.* **Automatica. Concepte şi problematică,** Tipografia IPB, 1984.
3. *Ionescu Tr.* **Sisteme şi echipamente pentru conducerea proceselor.** Ed. Didactică şi Pedagogică, Bucureşti 1982.
4. *Considine M. D. (ed).* **Encyclopedia of Instrumentation and Control.** Mc. Graw-Hill Book Co, N. York, 1971.
5. *Savas S. E.* **Conducerea cu calculator a proceselor industriale.** Ed. Tehnică, Bucureşti, 1969.
6. *Quittner F. G.* **Sensors in Automation,** IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation. Vol. IECI — 21 nr. 1, 1974.
7. *Călin S., Belea C.* **Sisteme automate complexe.** Ed. Tehnică, Bucureşti, 1973.
8. *Călin S. ş.a.* **Optimizări în automatizări industriale.** Ed. Tehnică, Bucureşti, 1979.
9. *Bibbero R. J.* **Microprocessors in Instruments and Control.** John Wiley, New York, 1977.

Capitolul 2

Caracteristicile și performanțele generale ale traductoarelor

Caracteristicile funcționale ale traductoarelor reflectă, în esență, modul în care este realizată relația de dependență intrare-ieșire, ținînd cont de întreg ansamblul de factori menționați în capitolul precedent. În faza conceptuală aceste caracteristici se prezintă sub o formă idealizată. Printr-o proiectare și construcție corectă rezultă caracteristicile reale ale traductoarelor, care se caută să fie cît mai apropiate de cele ideale. Performanțele traductoarelor sînt indicatori care permit să se aprecieze măsura în care caracteristicile reale corespund cu cele ideale și care sînt condițiile necesare pentru o cît mai bună concordanță a lor.

Pe linia modului de tratare a sistemelor automate, caracteristicile și performanțele funcționale ale traductoarelor vor fi analizate atît pentru regimul staționar cît și pentru cel dinamic [4].

Pe lîngă aceste caracteristici, importante sub raport funcțional, se vor aborda și modalitățile de evidențiere a unor proprietăți de natura consumului energetic, fiabilității, protecțiilor împotriva mărimilor perturbatoare, etc. care, chiar dacă nu intervin direct asupra relației de dependență, condiționează calitățile tehnico-economice generale ale traductoarelor.

2.1. Caracteristici și performanțe de regim staționar

Caracteristicile și performanțele de regim staționar se referă la situația în care mărimile de intrare și de ieșire din traductor nu variază, mai precis parametrii purtători de informație specifici celor două mărimi sînt invarianți. Matematic aceasta se exprimă prin condiția ca toate derivatele în raport cu timpul să fie nule pe un interval de timp concludent pentru caracterizarea comportării traductorului.

Analogia dintre traductoare și aparatele de măsurat se referă în primul rînd la funcționarea în acest regim staționar. Într-adevăr, indicația unui aparat de măsurat nu poate reda valoarea mărimii măsurate decît atunci cînd se menține constantă cel puțin un timp suficient pentru a fi citită corect de către operator. Măsurările din această categorie poartă denumirea de măsurări statice. Ele sînt cele mai frecvente întrucît, deși nu se poate vorbi de mărimi invariante în mod absolut, un număr mare de mărimi fizice sînt caracteri-

zate de regimuri staționare în limite de timp care permit aprecierea valorii de către operator sau care pot fi considerate ca atare în raport cu alte criterii (de exemplu, dinamica foarte rapidă a altor elemente). Funcționarea aparatelor de măsurat în asemenea regimuri a fost îndelung studiată îndeosebi din punctul de vedere metrologic principal și anume precizia [3], [10], [18]. În virtutea analogiei amintite, cît și a faptului că și în cazul sistemelor de reglare performanțele de regim staționar se referă de asemenea la precizia reglării, este firesc să se adopte și pentru traductoare aceleași metode de caracterizare. În consecință, se va utiliza terminologia de *caracteristici statice* [8], [9].

2.1.1. Caracteristici statice

Caracteristica statică a unui traductor este reprezentată de relația intrare-ieșire

$$y = f(x) \tag{2.1}$$

în care y și x îndeplinesc cerințele unei măsurări statice. Relația de dependență poate fi exprimată analitic sau poate fi dată grafic printr-o curbă trasată pe baza perechilor de valori (x, y).

Relația (2.1) redă dependența intrare-ieșire sub o formă idealizată. În realitate, în funcționarea traductorului, simultan cu mărimea de măsurat x, intervin și influențele exercitate de mărimile perturbatoare interne și externe, precum și de eventualele reglaje sau comenzi. Restrîngînd structura generală din figura 1.2 la un bloc funcțional unic și punînd în evidență toate mărimile care pot condiționa funcționarea traductorului pentru regimul considerat, se ajunge la schema sintetică din figura 2.1.

Reglajele $c_1, c_2 \ldots c_q$ nu provoacă modificări nedorite ale caracteristicii statice ideale, ci ele servesc tocmai pentru obținerea unei caracteristici adecvate domeniului de variație al mărimii de măsurat și condițiilor efective de funcționare în vederea asigurării performanțelor impuse.

Ca exemple de reglaje se pot menționa: alegerea domeniului, respectiv a sensibilității, calibrarea internă, reglarea zeroului, echilibrarea la comparația simultană, etc. Ele pot fi aplicate fie inițial de către operator, fie pe parcursul funcționării de către dispozitive de automatizare.

Dimpotrivă, mărimile perturbatoare, atît cele externe $\xi_1, \xi_2 \ldots \xi_n$ cît și cele interne $\nu_1, \nu_2 \ldots \nu_r$ au efecte nedorite, a căror consecință este o dependență reală mai mult sau mai puțin diferită de cea ideală.

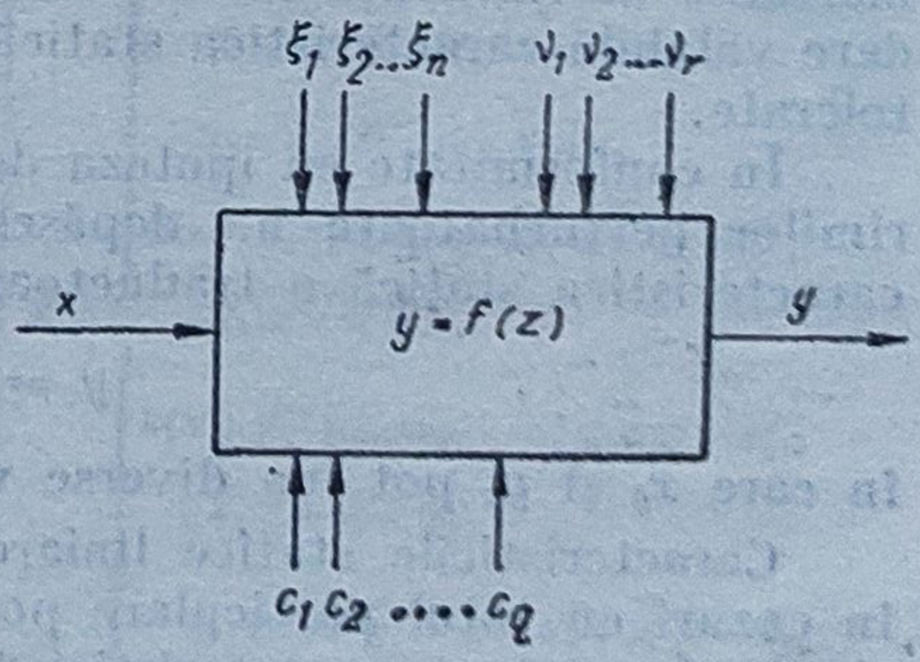


Fig. 2.1. Schema funcțională restrînsă a unui traductor.

Mărimile perturbatoare externe cele mai importante sînt de natura unor factori de mediu, temperatură, presiune, umiditate, intensitatea cîmpurilor electrice sau magnetice. etc. Ele pot acționa atît asupra elementelor constructive ale aparatului, cît și asupra mărimii de măsurat.

Mărimile perturbatoare interne care se manifestă cel mai frecvent sînt zgomotele generate de rezistoare, de semiconductoare, frecările în lagăre, modificarea proprietăților materialelor prin îmbătrînire, variații ale parametrilor surselor de alimentare, etc.

Mărimile perturbatoare determină abateri de la relația de dependență ideală. Aceste abateri constituie sursele așa-numitelor erori de influență. Ca urmare caracteristica statică reală a unui traductor este descrisă printr-o funcție de forma

$$y = f(x\,;\ \xi_1,\ \xi_2,\ \ldots,\ \xi_n\,;\ \nu_1,\ \nu_2,\ \ldots,\ \nu_r) \tag{2.2}$$

Este de observat că ceea ce generează erori sînt variațiile mărimilor perturbatoare și nu valorile lor absolute, care dacă ar rămîne constante ar putea fi luate în considerare ca atare în expresia caracteristicii. De aceea, pentru a evidenția modul în care ele se reflectă la ieșire, admițînd că variațiile respective sînt relativ reduse, se dezvoltă în serie relația (2.2) rezultînd

$$\Delta y \approx \frac{\partial f}{\partial x}\Delta x + \frac{\partial f}{\partial \xi_1}\Delta\xi_1 + \ldots + \frac{\partial f}{\partial \xi_n}\Delta\xi_n + \frac{\partial f}{\partial \nu_1}\Delta\nu_1 + \ldots + \frac{\partial f}{\partial \nu_r}\Delta\nu_r \tag{2.3}$$

în care s-au neglijat termenii corespunzători derivatelor de ordin superior, care apar multiplicate cu puteri sau produse ale variațiilor considerate ca infiniți mici.

Derivatele de ordinul întîi din relația precedentă au semnificațiile unor sensibilități. Astfel $\frac{\partial f}{\partial x}$ reprezintă sensibilitatea utilă traductorului, pe cînd celelalte $\frac{\partial f}{\partial \xi_i}$ și $\frac{\partial f}{\partial \nu_j}$ sînt niște sensibilități parazite. Cu cît sensibilitatea utilă va fi mai mare, iar cele parazite vor fi mai reduse, cu atît caracteristica reală este mai apropiată de cea ideală. Acele sensibilități parazite care se mențin la valori ridicate impun introducerea de dispozitive de compensare automată.

Prin concepție și prin construcție, traductoarele se realizează astfel ca mărimile de influență să determine efecte minime, care permit să se considere valabilă caracteristica statică ideală $y = f(x)$ în limitele unei erori tolerate.

În conformitate cu ipoteza de liniaritate și admițînd că influențele mărimilor perturbatoare nu depășesc eroarea tolerată, forma uzuală pentru caracteristica statică a traductoarelor analogice este

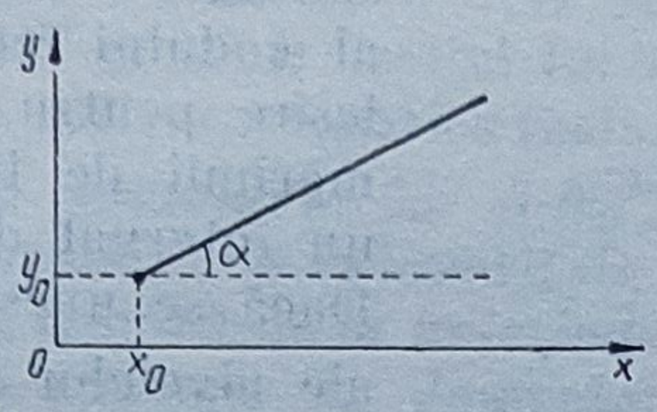
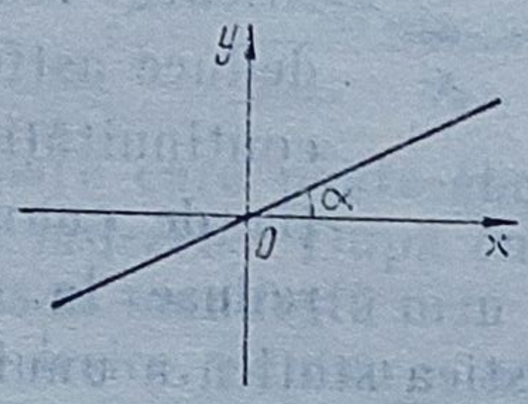
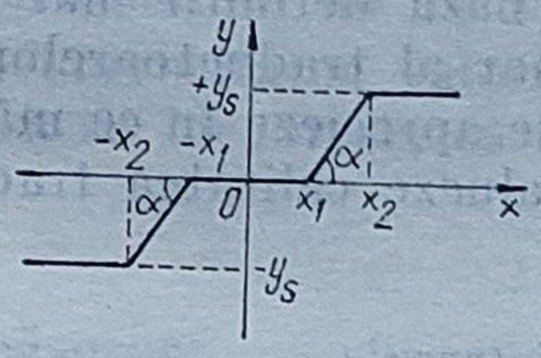
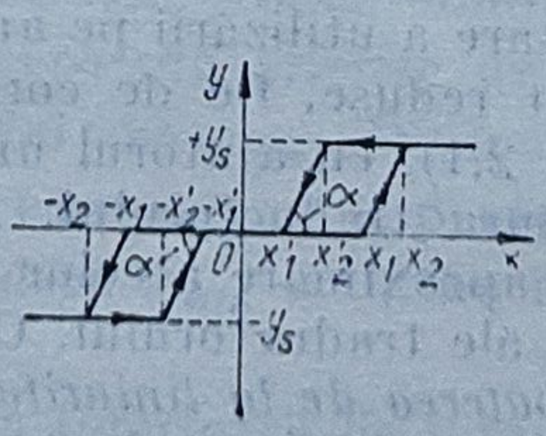
$$y = k(x - x_0) + y_0 \tag{2.4}$$

în care x_0 și y_0 pot lua diverse valori pozitive sau negative inclusiv zero.

Caracteristicile statice liniare sînt tipice pentru traductoare și numai în cazuri cu totul particulare pot apărea, datorită unor cerințe impuse de sistemul automat, caracteristici neliniare. În tabelul (2.1) sînt reprezentate grafic unele variante de caracteristici statice.

Tabelul 2.1

Tipuri de caracteristici statice

Tipul caracteristicii	Reprezentarea grafică	Expresia analitică
a) liniară unidirecțională		$y = k(x - x_0) + y_0$ $x \geqslant x_0$ $k = \operatorname{tg} \alpha$
b) proporțională bidirecțională		$y = kx$ $k = \operatorname{tg} \alpha$
c) liniară pe porțiuni, cu zonă de insensibilitate și saturație		$y = \begin{cases} 0, \text{ pentru } -x_1 < x < +x_1 \\ k(x \pm x_1) \text{ pentru } \begin{cases} -x_2 \leqslant x \leqslant -x_1 \\ +x_1 \leqslant x \leqslant +x_2 \end{cases} \\ -y_s \text{ pentru } x < -x_2 \\ +y_s \text{ pentru } x > +x_2 \end{cases}$
d) liniară pe porțiuni, cu zonă de insensibilitate, saturație și histerezis		$y = \begin{cases} 0, \text{ pentru} \\ -x_1' \leqslant \overrightarrow{x} < 0 \; ; \; 0 < \overrightarrow{x} < +x_1 \\ -x_1 \leqslant \overleftarrow{x} < 0 \; ; \; 0 < \overleftarrow{x} < x_1' \\ k(x \pm x_1) \text{ pentru } -x_2 \leqslant \overrightarrow{x} \leqslant -x_1 \; ; \\ \quad +x_1 \leqslant \overrightarrow{x} \leqslant +x_2 \\ k(x \pm x_1') \text{ pentru } -x_2' \leqslant \overrightarrow{x} \leqslant -x_1' \; ; \\ \quad +x_1' \leqslant \overleftarrow{x} \leqslant +x_2' \\ -y_s \text{ pentru } \overleftarrow{x} < -x_2 \; ; \; \overrightarrow{x} < -x_2' \\ +y_s \text{ pentru } \overrightarrow{x} > +x_2 \; ; \; \overleftarrow{x} > +x_2' \end{cases}$

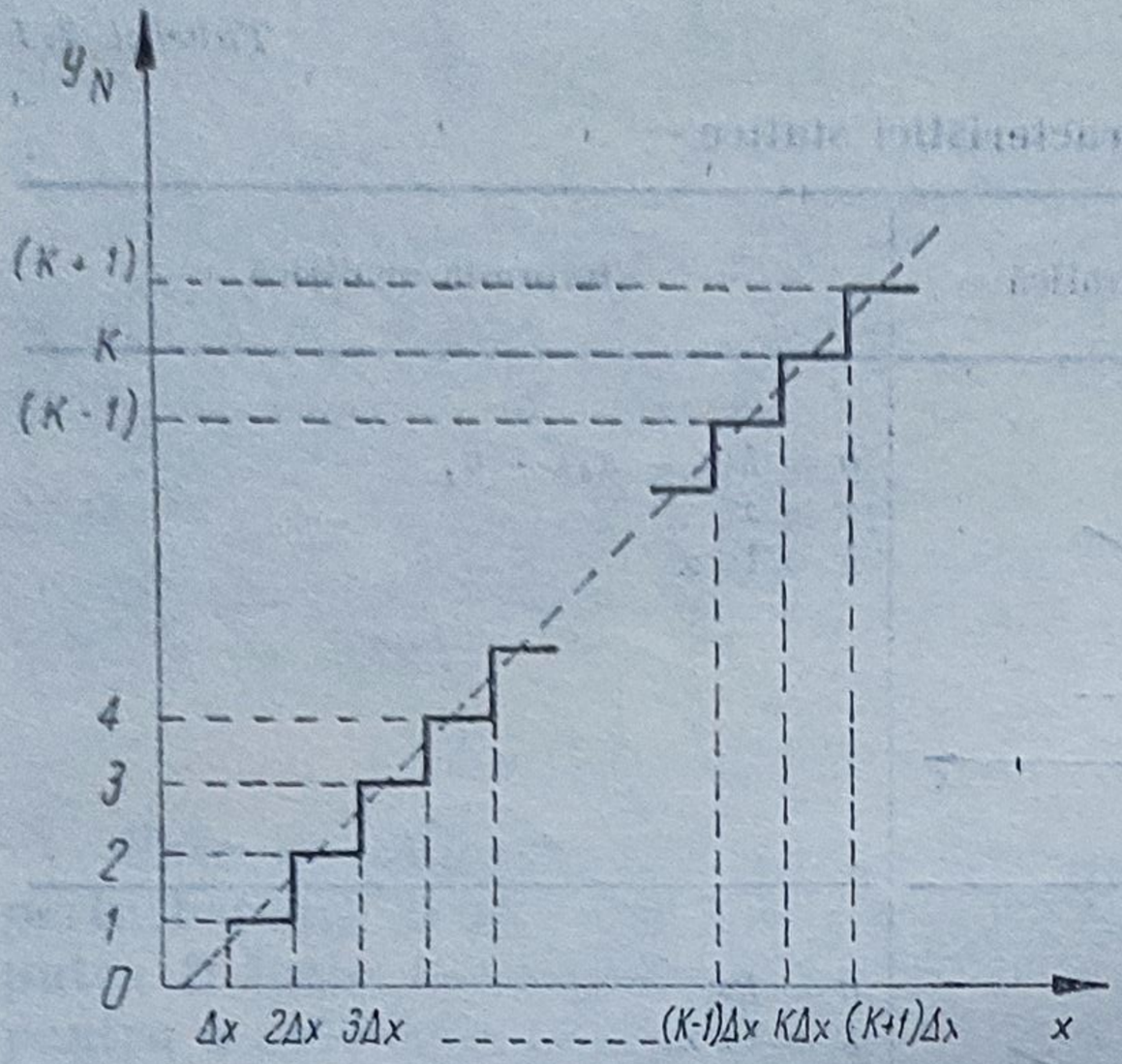


Fig. 2.2. Caracteristica statică pentru traductoare cu ieșiri numerice.

Pentru traductoarele cu ieșiri numerice, caracteristica statică este cvasiliniară, avînd forma din figura 2.2. Reprezentarea este pur convențională, graficul corespunzînd echivalentului în sistemul de numerație zecimal al codului redat de semnalul de ieșire pentru diverse valori ale mărimii de intrare, considerînd un interval de cuantificare Δx. Dacă se unesc punctele mijlocii ale nivelelor corespunzătoare diverselor succesiuni de valori cuantificate rezultă o dreaptă. Se deduce astfel că, exceptînd discontinuitățile introduse de operația de cuantificare, care pot fi reduse la valori tolerate prin reducerea intervalului Δx, caracteristica statică a unui traductor cu semnal de ieșire numeric poate fi socotită liniară (bineînțeles că aceasta presupune că și elementele analogice indispensabile în intrare trebuie să fie liniare).

Caracteristicile statice stau la baza definirii mai multor indicatori de performanță pentru regimul staționar al traductoarelor. Cunoașterea caracteristicilor statice reale permite să se aprecieze în ce măsură acești indicatori sînt satisfăcuți, respectiv să se evalueze calitatea traductoarelor.

2.1.2. Erorile de neliniaritate și histerezis

Caracteristicile statice sînt determinate de legile fizice pe care se bazează funcționarea elementelor componente și ele se deduc prin calcul sau experimental. În general, raportate la un domeniu larg de variație a mărimii de intrare, ele sînt neliniare. Dat fiind avantajele unor caracteristici liniare se aplică diverse procedee, fie de limitare a utilizării pe anumite zone ale caracteristicii în care neliniaritățile sînt reduse, fie de corectare și liniarizare a acestora pe porțiuni (ca în tabelul 2.1), cu ajutorul unor dispozitive special introduse în acest scop în structura traductorului. Astfel, caracteristicile statice liniare constituie de fapt o aproximare a celor reale neliniare, acceptabilă pentru condițiile de folosire ale traductorului. Ca măsură pentru evaluarea aproximării se utilizează *abaterea de la liniaritate sau eroarea de neliniaritate*. Ilustrarea modului în care se determină abaterea de la liniaritate rezultă din figura 2.3.

După cum se poate observa pe figură, în domeniul (x_{min}, x_{max}) în care interesează determinarea abaterii de la liniaritate se trasează o dreaptă AB care să aproximeze cît mai bine caracteristica reală. Dreapta AB reprezintă

caracteristica liniarizată în domeniul respectiv și trasarea sa se poate face prin procedee grafice fixînd punctele extreme, sau determinînd parametrii săi prin calcul pe baza valorilor citite pe curba reală (se poate aplica de exemplu metoda celor mai mici pătrate). Paralel cu dreapta AB se trasează dreptele $A'B'$ și $A''B''$ astfel încît să se încadreze între ele caracteristica reală. Cea mai mare dintre diferențele $\Delta y'$ și $\Delta y''$ reprezintă abaterea absolută de la liniaritate. Se definește *abaterea relativă de la liniaritate* prin raportarea celei absolute la domeniul (y_{min}, y_{max})și se exprimă în procente.

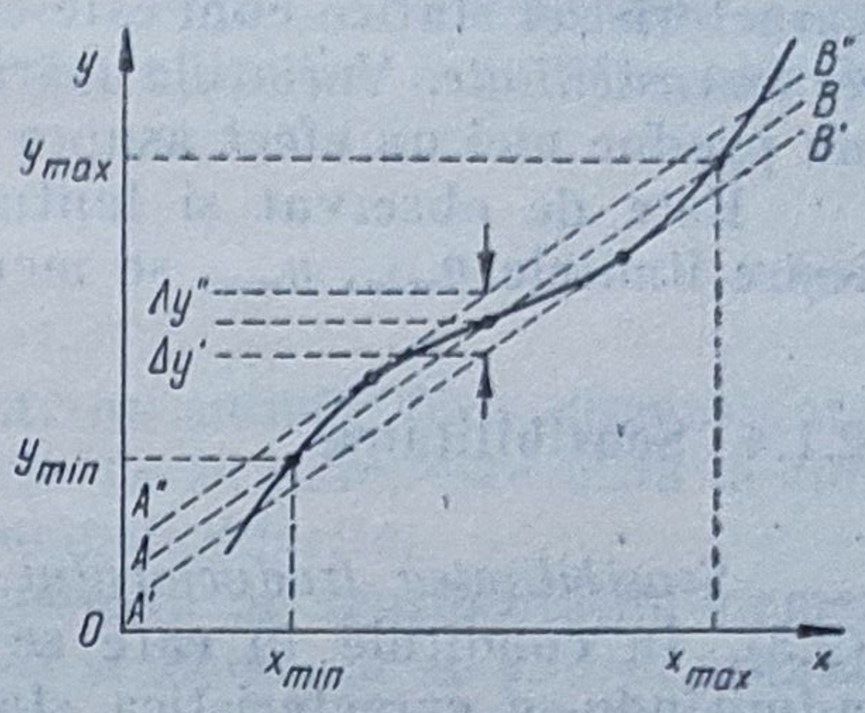


Fig. 2.3. Determinarea grafică a erorii de neliniaritate.

$$\varepsilon_n = \frac{\Delta y_{max}}{y_{max} - y_{min}} 100 \ [\%] \qquad (2.5)$$

Un alt tip de eroare care poate fi pusă în evidență de caracteristicile statice este *eroarea de histerezis*. După cum rezultă din tabelul 2.1 poziția *d*, fenomenul de histerezis se manifestă prin aceea că se obțin două nivele diferite ale semnalului de ieșire, pentru o aceeași valoare a mărimii de intrare, în raport de sensul crescător sau descrescător de variație prin care aceasta atinge valoarea respectivă. Eroarea de histerezis este dată de diferența dintre cele două nivele ale semnalului de ieșire.

Pentru a asigura univocitatea valorii măsurate este evident că eroarea de histerezis trebuie să se încadreze, ca și cea de neliniaritate, sub o limită admisibilă.

2.1.3. Domeniul de măsurare

Domeniul de măsurare se exprimă prin intervalul $x_{min} \ldots x_{max}$ în cadrul căruia traductorul permite efectuarea corectă a măsurării. Domeniul de măsurare se situează, de regulă, pe caracteristica statică în zona în care aceasta este liniară. Valorile limită minime — atît la intrare x_{min}, cît și la ieșire y_{min} — pot fi zero sau diferite de zero, de aceeași polaritate sau de polaritate opusă limitei maxime. Pentru traductoarele cu semnal unificat se întîlnesc cazuri în care $y_{min} \neq 0$ pentru $x_{min} = 0$, precum și situația inversă $y_{min} = 0$ chiar dacă $x_{min} \neq 0$, din rațiuni practice care se vor expune ulterior.

Atunci cînd limita inferioară de măsurare este zero, se înțelege de fapt valoarea minimă determinată de pragul de sensibilitate al traductorului. Evident că aceasta va fi măsurată cu o eroare foarte mare. De aceea, în unele cazuri domeniul de măsurare se definește pentru intervalul în care eroarea rămîne în limite admisibile. În acest sens anumite tipuri de traductoare au

caracteristici statice cum este cea din tabelul 2.1 poziția *c*, denumite cu *zonă de insensibilitate*. Variațiile mărimii de intrare în intervalul de insensibilitate nu produc nici un efect asupra semnalului de ieșire.

Este de observat și faptul că la traductoarele cu semnal unificat, la ieșire limitele y_{min}, y_{max} se mențin aceleași indiferent de limitele x_{min}, x_{max}.

2.1.4. Sensibilitatea

Sensibilitatea traductorului este reprezentată de componenta utilă din (2.3). În condițiile în care se consideră sensibilitățile parazite neglijabile, admițîndu-se caracteristica statică ideală $y = f(x)$, sensibilitatea este dată de derivata funcției $f(x)$. Pentru variații mici Δx, Δy, sensibilitatea se definește prin raportul între variația ieșirii și variația corespunzătoare a intrării.

Sensibilitatea se poate exprima ușor în cazul unei caracteristici statice liniare, întrucît ea este reprezentată de coeficientul unghiular al dreptei. Cu referire la relația (2.4) rezultă

$$S = \frac{dy}{dx} = \frac{\Delta y}{\Delta x} = K = \operatorname{tg} \alpha \tag{2.6}$$

sau, sub o formă în care intervine domeniul de măsurare

$$S = \frac{y_{max} - y_{min}}{x_{max} - x_{min}} \tag{2.7}$$

Facilitatea exprimării sensibilității pentru traductoarele cu caracteristici statice liniare se datorește faptului că ea este aceeași (constantă) în întreg domeniul de măsurare. Pentru o caracteristică statică neliniară se pot defini numai valori locale ale sensibilității sub forma

$$S_i = \left.\frac{dy}{dx}\right|_{x=x_i} \approx \left.\frac{\Delta y}{\Delta x}\right|_{x=x_i} \tag{2.8}$$

în care Δy și Δx sînt variații reduse în jurul punctului de coordonate x_i, y_i. Sensibilitatea sub forma dată de (2.8) se numește și *sensibilitate diferențială*.

Din relațiile (2.6), (2.7) sau (2.8) rezultă că sensibilitatea este o mărime ale cărei dimensiuni depind de cele ale mărimilor de intrare și de ieșire, iar valoarea sa depinde de unitățile de măsură utilizate pentru mărimile respective.

În cazurile caracteristicilor liniare la care mărimile de intrare și de ieșire sînt de aceeași natură, dacă sensibilitatea are valori supraunitare se numește *factor de amplificare* și dacă este subunitară *factor de atenuare*. Acești factori sînt adimensionali și sînt larg utilizați pentru caracterizarea aparaturii electronice.

Atunci cînd domeniul mărimii de intrare este foarte extins, amplificarea sau atenuarea se reprezintă prin logaritmul raportului dintre valorile mărimilor de ieșire și de intrare

$$A = 20 \log \frac{y}{x}$$

și se exprimă în decibeli (dB).

Uneori se folosește așa-numita *sensibilitate relativă*, care este dată de raportul între variația relativă a mărimii de ieșire pentru o variație relativă dată a mărimii de intrare

$$S_r = \frac{\Delta y/y}{\Delta x/x} \tag{2.9}$$

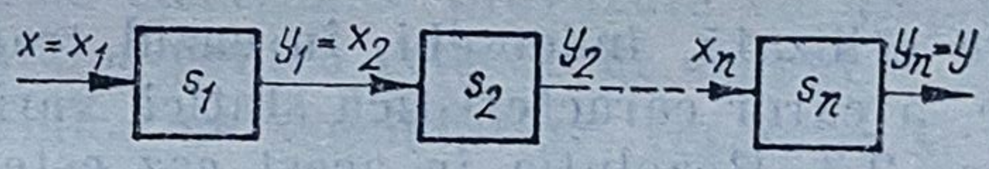
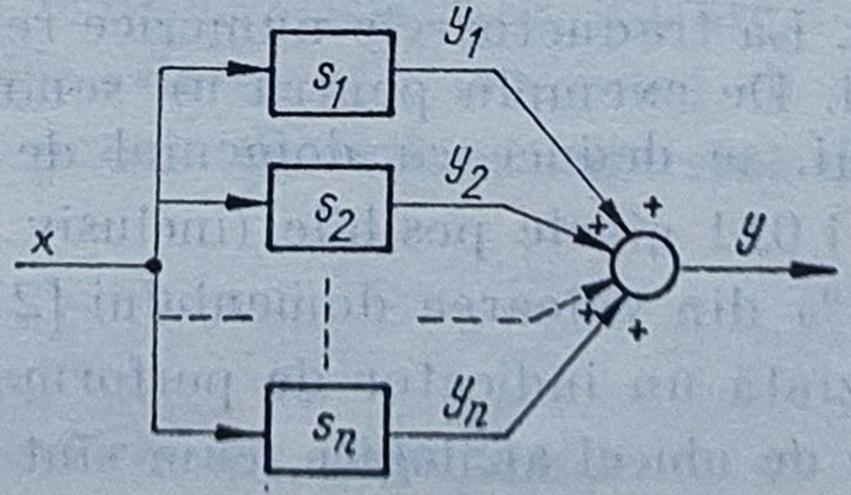
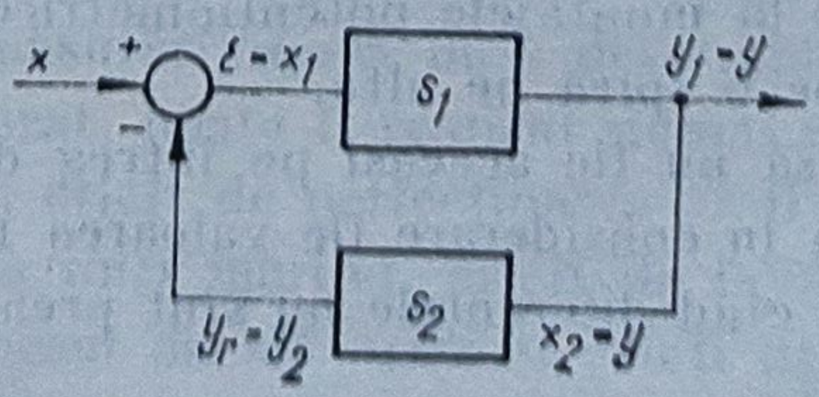
Sensibilitatea relativă se exprimă printr-un număr fără dimensiuni și valoarea sa nu depinde de sistemul de unități. Ca urmare, este utilă la compararea traductoarelor atunci cînd ele au domenii diferite.

Sensibilitatea unui traductor este determinată de sensibilitățile elementelor componente și de modul în care acestea se combină cu cadrul schemei structurale. Unul dintre avantajele elementelor cu caracteristici liniare este acela că sensibilitatea totală (intrare-ieșire) se poate deduce ușor din sensibilitățile parțiale, care sînt constante în domeniul de funcționare.

Relațiile referitoare la deducerea sensibilității totale S pentru cîteva scheme tipice de conectare a elementelor componente cu caracteristici liniare sînt expuse în tabelul 2.2.

Tabelul 2.2

Exemple de deducere a sensibilității totale pentru conexiuni tipice

Tipul conexiunii	Schema	Expresia sensibilității totale
a) serie		$S = \prod_{i=1}^{n} s_i$ (2.10)
b) paralel		$S = \sum_{i=1}^{n} s_i$ (2.11)
c) conexiune cu reacție negativă		$S = \frac{s_1}{1 + s_1 s_2}$ (2.12)

În cazul conexiunii cu reacție negativă (tabelul 2.2 poziția *c*), deoarece de regulă $s_1 \gg 1$ se poate face aproximarea

$$S \approx \frac{1}{s_2} \tag{2.13}$$

de unde se vede că sensibilitatea elementului de pe reacție este determinantă în stabilirea sensibilității pe ansamblu.

Din tabelul 2.2 se observă că sensibilitatea totală la primele structuri depinde de toate sensibilitățile parțiale și orice abatere a uneia dintre acestea de la valoarea fixată (prin calibrare) conform caracteristicii ideale se manifestă sub forma unei erori.

Structura în circuit închis cu reacție negativă are avantajul că sensibilitatea este condiționată practic numai de precizia și stabilitatea caracteristicii unui singur element, cel de pe reacție. Elementul (sau elementele în serie) de pe legătura directă poate fi supus unor influențe perturbatoare fără ca aceasta să determine erori la ieșire.

2.1.5. Rezoluția

Anumite tipuri de traductoare au caracteristici statice care nu sînt perfect netede. Ca urmare, la variații continue ale mărimii de intrare în domeniul de măsurare, semnalul de ieșire se modifică prin salturi avînd valori bine precizate (variază discret). Intervalul maxim de variație al mărimii de intrare necesar pentru a determina apariția unui salt la semnalul de ieșire se numește *rezoluție*.

Rezoluția este utilizată, îndeosebi, în cazul traductoarelor cu semnale de ieșire numerice, a căror caracteristică statică variază în trepte, așa cum s-a arătat în figura 2.3. Rezoluția în acest caz este reprezentată de intervalul de cuantificare Δx al mărimii de intrare și pentru un domeniu de măsurare fixat ea stabilește numărul de nivele analogice care pot fi reprezentate de semnalul de ieșire. La traductoarele numerice rezoluția se exprimă comod prin numărul de biți. De exemplu pentru un semnal de ieșire în cod binar natural avînd 10 biți, se deduce că domeniul de măsurat $x_{max} - x_{min}$ este cuantificat în $2^{10} = 1\,024$ nivele posibile (inclusiv zero), ceea ce conduce la o rezoluție de $\approx 0{,}1\%$ din valoarea domeniului [21].

Rezoluția reprezintă un indicator de performanță și în cazul unor traductoare considerate de obicei analogice, cum sînt de exemplu traductoarele de deplasări liniare sau unghiulare bobinate, la care variațiile de rezistență (respectiv de tensiune la montajele potențiometrice) prezintă un salt la trecerea cursorului de pe o spiră pe alta.

Rezoluția poate să nu fie aceeași pe întreg domeniul de măsurare. În asemenea cazuri se ia în considerare fie valoarea maximă a rezoluției, fie o valoare medie (atunci cînd diferențele nu sînt prea mari), exprimate în procente din domeniu.

2.1.6. Pragul de sensibilitate

Pragul de sensibilitate se definește ca fiind cea mai mică variație a mărimii de intrare care poate determina o variație sesizabilă (măsurabilă a semnalului de ieșire).

Pragul de sensibilitate este important întrucît condiționează variațiile minime la intrare care pot fi măsurate prin intermediul semnalului de ieșire.

Principalii factori care determină pragul de sensibilitate sînt fluctuațiile datorite perturbațiilor interne și externe : așa-numitul zgomot în circuitele electrice, frecările statice și jocurile în angrenaje pentru dispozitive mecanice.

Pentru exemplificare, trebuie arătat că în cazul traductoarelor electrice și electronice, pragul de sensibilitate nu poate fi coborît sub o anumită limită impusă de zgomotul de agitație termică, denumit zgomot propriu. La acesta se mai adaugă, în condiții normale de funcționare, zgomotul produs de fluctuațiile menționate, denumit zgomot instrumental. Considerînd un aparat electronic ideal, la care zgomotul instrumental este nul, se definește, pentru cele reale, așa-numitul factor de zgomot F, prin raportul între puterea totală de zgomot și puterea de zgomot propriu

$$F = \frac{P_{zp} + P_{zi}}{P_{zp}} = \left(1 + \frac{P_{zi}}{P_{zp}}\right) \tag{2.14}$$

unde P_{zp} este puterea de zgomot propriu, iar P_{zi} este puterea de zgomot instrumental.

Factorul F este supraunitar și poate lua valori de la ordinul unităților și zecilor pentru aparatele electronice prevăzute cu amplificatoare de calitate, pînă la ordinul sutelor pentru cele de uz curent.

Semnificațiile noțiunilor de sensibilitate, rezoluție și prag de sensibilitate pot fi acum mai bine înțelese dacă rezoluția se privește ca o caracteristică de ieșire a aparatului, sensibilitatea ca o caracteristică de transfer, iar pragul de sensibilitate ca o caracteristică de intrare.

Calitatea traductoarelor este cu atît mai bună cu cît sensibilitatea este mai mare, iar rezoluția și pragul de sensibilitate sînt mai reduse.

2.1.7. Precizia

2.1.7.1. *Erori de măsurare. Definiții. Clasificări.*

Este demonstrat teoretic și confirmat prin practică faptul că scopul fundamental al oricărei măsurări, acela de a determina și exprima numeric valoarea mărimii de măsurat, poate fi realizat numai cu un anumit grad de incertitudine. Într-adevăr, oricît de perfecționate ar fi metodele și aparatele utilizate pentru măsurarea unei mărimi, oricît de favorabile ar fi condițiile în care se desfășoară procesul de măsurare și oricît de atent ar fi controlat acesta, rezultatul măsurării va fi totdeauna diferit de valoarea reală sau ade-

vărată a măsurandului. Diferența între rezultatul măsurării și valoarea reală este denumită *eroare de măsurare* și este evident că din punct de vedere calitativ măsurările sînt cu atît mai bune cu cît erorile respective sînt mai mici.

Definiția de mai sus a erorii de măsurare este importantă prin scopul ei conceptual. Ea nu are însă caracter aplicativ direct întrucît valoarea reală nefiind principial accesibilă, nici eroarea corespunzătoare rezultatului unei măsurări individuale nu poate fi riguros determinată. Există însă posibilitatea ca, fie prin prelucrarea unui număr mare de rezultate individuale, fie pe baza unor indicatori de calitate ai aparatelor și metodelor de măsurare să se evalueze, cu o anumită probabilitate, valori limită ale erorilor pentru categoria respectivă de măsurări. Prin intermediul acestor erori limită rezultatul unei măsurări permite determinarea unui interval în care, cu probabilitatea respectivă, poate fi localizată valoarea reală a mărimii măsurate. Intervalul astfel obținut, împreună cu probabilitatea asociată, exprimă incertitudinea cu care rezultatul măsurării reprezintă valoarea reală. Pe această cale se poate ajunge la exprimarea cantitativă a celui mai important indicator de calitate al măsurării — *precizia*.

Astfel, se poate afirma că precizia este cu atît mai bună cu cît, pentru o probabilitate dată (care adesea se ia foarte apropiată de 1), intervalul în care se situează valoarea reală este mai restrîns.

Problematica erorilor de măsurare este complexă și pentru detalii se recomandă lucrările de specialitate [19], [20]. În continuare se vor prezenta succint numai noțiunile necesare pentru înțelegerea semnificației preciziei traductoarelor și a modalităților de specificare a acesteia.

Cauzele erorilor de măsurare sînt multiple și ele pot fi evidențiate numai printr-o analiză atentă a operației de măsurare ținînd seama de caracteristicile mărimii măsurate, ale aparaturii utilizate și de condițiile în care aceasta funcționează.

Este de observat că însăși elementul sensibil al unui aparat de măsurat sau traductor exercită o acțiune asupra valorii reale a mărimii de măsurat, astfel încît valoarea efectiv convertită (denumită valoare disponibilă) diferă de cea reală prin ceea ce se numește *eroarea de interacțiune*. Erori de interacțiune pot apărea și între diversele elemente componente din structura unui traductor.

O altă sursă de erori o constituie determinarea imperfectă a caracteristicilor statice. Din comoditate sau din necunoaștere, la stabilirea pe cale teoretică acestea sînt idealizate prin ignorarea anumitor factori care le pot influența. În cazurile în care aceste caracteristici sînt deduse experimental prin utilizarea de etaloane, acestea, la rîndul lor, au o precizie limitată, iar condițiile reale de utilizare pot diferi de cele corespunzătoare etalonării. Erorile din această categorie poartă denumirea de *erori de model*.

Variațiile mărimilor perturbatoare — așa cum de altfel s-a menționat anterior — pot reprezenta de asemenea o cauză de erori. Un model de caracteristică statică la care s-au neglijat influențele mărimilor perturbatoare poate fi corect pentru variații mici ale acestora, dar devine inacceptabil la variații mari care nu pot fi compensate. Erorile provenite din astfel de cauze sînt denumite *erori de influență*.

In raport cu proprietățile lor generale, prin intermediul cărora se pot stabili formalizări matematice și exprimări cantitative, se utilizează următoarele criterii de clasificare a erorilor de măsurare :

a) caracterul variațiilor și valorile pe care le pot lua, în funcție de care se deosebesc : *erori sistematice*, *erori aleatoare* și *erori grosiere sau inadmisibile* ;

b) mărimea de referință, în raport cu care se disting *erori reale* și *erori convenționale* ;

c) modul de exprimare valorică, prin care se face deosebirea între *erori absolute* și *erori relative*.

Erorile sistematice se caracterizează prin aceea că se produc în același sens în condiții neschimbate de repetare a măsurării și au valori constante sau variabile după o lege determinată în raport cu sursele care le generează.

Erorile aleatoare (întîmplătoare sau accidentale), spre deosebire de cele sistematice, la repetarea măsurărilor în condiții identice apar diferite atît ca sens, cît și ca valoare ; variind în mod imprevizibil ele au caracterul de variabile aleatoare.

Separarea în cele două categorii are în principal un caracter metodologic, măsurările fiind în general afectate de ambele tipuri de erori. Erorile sistematice pot fi în multe cazuri evidențiate prin analiza procesului de măsurare (a modelului și mărimilor care le cauzează), fiind posibilă determinarea lor prin calcule sau procedee experimentale, pe cînd cele aleatoare pot fi numai estimate pe baza unor măsurări repetate.

Erorile grosiere conduc la denaturări ale rezultatelor făcîndu-le să difere apreciabil de valorile reale. Ele sînt denumite și *inadmisibile*, întrucît rezultatele afectate de asemenea erori nu pot fi luate în considerare. Erorile grosiere pot proveni din funcționări incorecte ale aparatelor sau din aplicarea greșită a metodelor de măsurare.

În determinările cantitative ale erorilor de măsurare se utilizează următoarele moduri de exprimare valorică a acestora :

a) *eroarea reală* a unei măsurări individuale se numește diferența Δx_i între valoarea măsurată v_i și valoarea reală sau adevărată x a mărimii respective.

$$\Delta x_i = v_i - x \tag{2.15}$$

Întrucît, așa cum s-a arătat, valoarea reală x nu poate fi cunoscută (cu excepția situațiilor în care valoarea respectivă este de natură primară, dată prin definiție, sau decurgînd dintr-un postulat), înseamnă că nici eroarea reală Δx_i nu poate fi obținută cu relația (2.15).

În calcul practic al erorilor în locul lui x se ia o valoare de referință v, astfel aleasă încît să fie cît mai apropiată de valoarea reală. Valoarea de referință are un caracter convențional și se numește uneori *valoare reală convențională*. În funcție de necesități și de posibilități, ea poate rezulta din aplicarea unei metode mai perfecționate decît în cazul măsurării individuale considerate, poate fi valoarea medie a mai multor măsurări asupra aceleiași mărimi, sau se poate adopta pe baza altor informații care atestă apropierea de x.

Pe această bază se poate defini *eroarea convențională* a unei măsurări individuale ca fiind diferența Δv_i între valoarea măsurată v_i și valoarea de referință admisă v

$$\Delta v_i = v_i - v \tag{2.10}$$

Erorile Δx_i și Δv_i pot avea valori pozitive sau negative și se exprimă în aceleași unități de măsură ca v_i. Prin faptul că au asociată o dimensiune sînt denumite și *erori absolute*.

b) *eroarea relativă* — reală sau convențională — a unei măsurări individuale se definește ca raportul între eroarea reală Δx_i și valoarea adevărată x, respectiv între eroarea convențională Δv_i și valoarea de referință v

$$\Delta x_{ir} = \frac{\Delta x_i}{x} = \frac{v_i - x}{x} \tag{2.17}$$

$$\Delta v_{ir} = \frac{\Delta v_i}{v} = \frac{v_i - v}{v} \tag{2.18}$$

Erorile relative fiind niște rapoarte sînt exprimate prin numere fără dimensiune. Erorile relative sînt mai avantajoase în anumite cazuri pentru aprecierea preciziei, întrucît înglobează și informație cu privire la valoarea mărimii măsurate.

c) *eroarea admisibilă sau tolerată* reprezintă valoarea limită a erorii specificată pentru o metodă sau un aparat, care nu poate fi depășită în condiții corecte de utilizare. Erorile admisibile sau tolerate sînt exprimate sub formă absolută sau relativă, în funcție de particularitățile metodelor de măsurare.

Eroarea admisibilă are semnificația unui indicator cantitativ al preciziei. Într-adevăr, dacă este cunoscută eroarea admisibilă absolută Δx_{ad}, de valoare constantă și care satisface condiția $\Delta x_i \leqslant \Delta x_{ad}$ pentru oricare dintre rezultatele v_i, intervalul în care se află valoarea reală x a mărimii de măsurat este determinat cu probabilitate 1, conform relației

$$x \in [v_i - \Delta x_{ad},\ v_i + \Delta x_{ad}] \tag{2.19}$$

care poate fi exprimată și sub alte forme

$$v_i - \Delta x_{ad} \leqslant x \leqslant v_i + \Delta x_{ad} \tag{2.20}$$

sau

$$x = v_i \pm \Delta x_{ad} \tag{2.21}$$

d) *Corecția c* este altă noțiune care se definește în legătură cu erorile de măsurare. Valoarea măsurată v_i poate fi ameliorată dacă se pot determina, ca valoare și semn, anumite erori cum sînt, de exemplu, unele erori sistematice. În aceste condiții corecția c este dată de valoarea cu semn schimbat a erorii cunoscute Δv

$$c = -\Delta v \tag{2.22}$$

Valoarea corectată v_0 se obține prin adunarea corecției c la rezultatul măsurării v_i

$$v_0 = v_i + c \tag{2.23}$$

Corecțiile în sensul definit mai sus se practică îndeosebi la măsurările de laborator efectuate de către operatori. În cazurile măsurărilor industriale și mai ales la traductoare, eventualele corecții se realizează automat de către dispozitive dedicate acestui scop.

2.1.7.2. *Indicatori de precizie pentru traducloare*

Precizia traductoarelor este specificată prin intermediul unor indicatori definiți pe baza erorilor de măsurare care afectează valorile măsurandului reprezentate de semnalul de ieșire calibrat. Acești indicatori exprimă în mod global abaterile posibile ale caracteristicilor statice reale față de cele ideale.

Este de menționat că anumite componente de natura unor erori sistematice pot fi specificate separat — de exemplu eroarea de neliniaritate și cea de histerezis — ele fiind în strînsă legătură cu anumite particularități principiale ale caracteristicilor statice. Tot așa se procedează și cu alte două tipuri de erori specifice îndeosebi traductoarelor electronice — eroarea de zero și eroarea de proporționalitate (sau de domeniu). Eroarea de zero are un caracter aditiv și este constantă pe întregul domeniu. Eroarea de proporționalitate este de natură multiplicativă și crește proporțional cu valoarea măsurandului. În fig. 2.4 și 2.5 sînt reprezentate efectele acestor erori asupra caracteristicilor statice.

Indicatorul esențial pentru exprimarea cantitativă a preciziei traductoarelor îl constituie *eroarea admisibilă sau tolerată*, obținută prin însumarea unor componente elementare de eroare, unele determinate de erorile sistematice, care reflectă calitatea denumită *justețe* și altele datorate erorilor aleatoare, prin care se evidențiază calitatea de *fidelitate* sau *repetabilitate*.

Erorile admisibile sînt date sub formă normată, adică raportate la anumite condiții de utilizare a aparatelor. În scopul normării se face face separarea în *erori de bază*, denumite și *erori intrinseci*, și *erori suplimentare* sau *de influență*.

Erorile intrinseci ale traductoarelor sînt cele care apar în condiții de referință — adică pentru valori date ale factorilor de mediu (temperatură, umiditate, cîmpuri electrice, magnetice, etc.), efecte de interacțiune redusă,

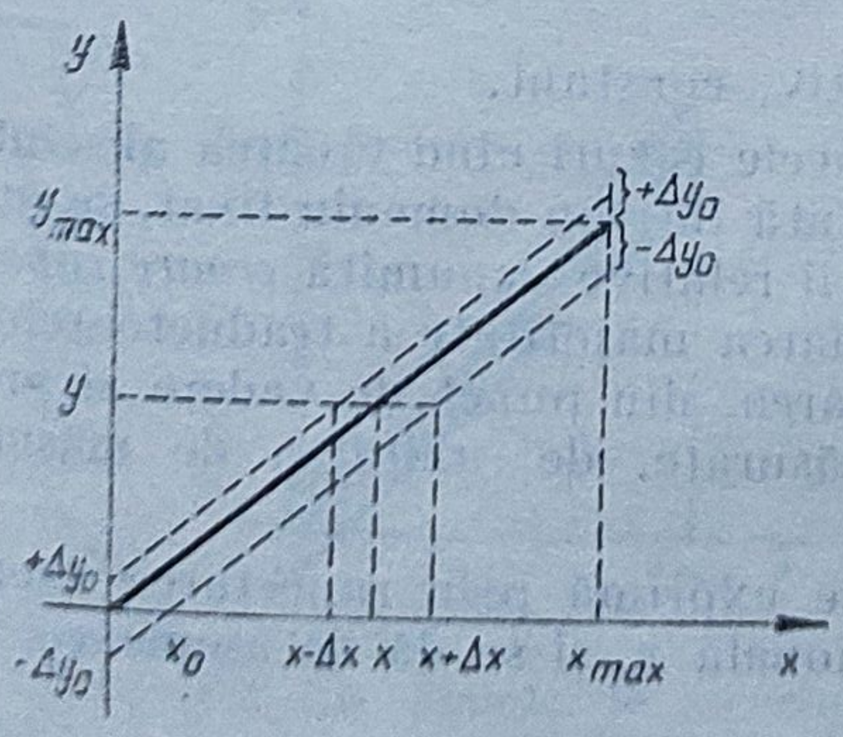


Fig. 2.4. Efectul erorii de zero.

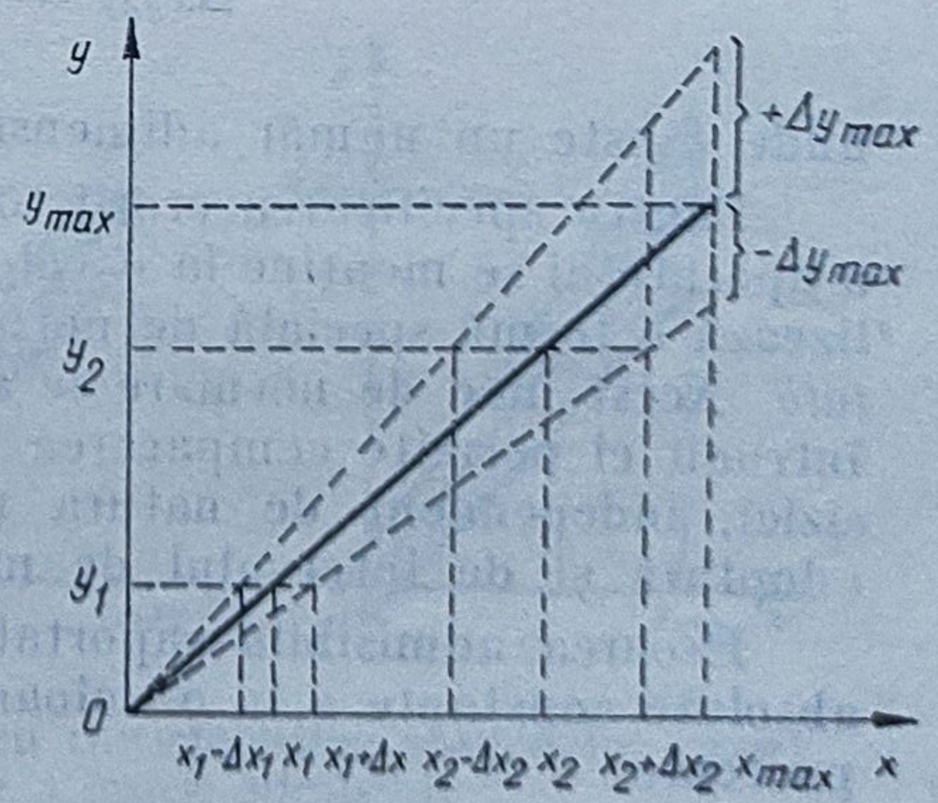


Fig. 2.5. Efectul erorii de proporționalitate.

prevederi speciale pentru alimentare, conectare, poziție, etc. Toate acestea sînt prescrise fie în norme sau standarde atunci cînd au un caracter general, fie în documentația de însoțire.

Întrucît variațiile mărimilor de influență se situează în aceste condiții de referință în plaje înguste de valori, acțiunea lor este redusă și astfel erorile intrinseci sînt în esență erori proprii de aparat. Ele sînt denumite uneori erori sistematice necontrolabile. Atributul de sistematice trebuie interpretat în sensul că nu se pot situa în afara unui interval fixat $[-\Delta s, +\Delta s]$, cel de necontrolabile prin aceea că în cadrul intervalului menționat pot avea orice valoare (cu aceeași probabilitate).

Erorile suplimentare sînt cele provocate de variația mărimilor de influență în afara limitelor prevăzute de condițiile de referință. Ele sînt normate pentru fiecare mărime de influență separat și pe intervale de variație determinate.

Erorile admisibile intrinseci pot fi normate sub formă de erori absolute, erori relative, erori raportate sau combinații ale acestora. Normarea sub formă de eroare absolută se practică mai rar (la etaloane fixe) și se exprimă sub forma

$$\Delta x_{ad} = \pm a \tag{2.24}$$

unde a este o mărime constantă a cărei valoare este dată în aceleași unități cu măsurandul.

Exprimarea erorii admisibile sub forma de eroare relativă se aplică atunci cînd eroarea absolută variază în funcție de valoarea măsurandului, de regulă este proporțională cu aceasta. În asemenea cazuri eroarea relativă este constantă pe întreg domeniul. Acest mod de normare, independent de domeniu, este util pentru aparatele care cuprind etaloane variabile în raport cu care se modifică intervalul de măsurare. În această categorie intră de exemplu punțile pentru rezistențe și compensatoarele de c.c.

Eroarea tolerată sub formă relativă este dată de obicei procentual

$$\Delta x_{adr} = \frac{\Delta x_{ad}}{x} 100 = \pm b \ [\%] \tag{2.25}$$

unde b este un număr adimensional, pozitiv, constant.

Pentru specificarea erorii tolerate în acele cazuri cînd eroarea absolută a aparatului se menține la o valoare constantă într-un domeniu fixat, se utilizează o formă specială de normare a erorii relative denumită *eroare raportată*. Acest mod de normare se aplică la marea majoritate a traductoarelor, întrucît el permite compararea și coordonarea, din punct de vedere al preciziei, independent de natura mărimii măsurate, de unitatea de măsură adoptată și de intervalul de măsurare.

Eroarea admisibilă raportată Δx_{adR} se exprimă prin raportarea erorii absolute constante a la o valoare convențională x_c și se dă de asemenea în procente

$$\Delta x_{adR} = \frac{\Delta x_{ad}}{x} \cdot 100 = \pm c \ [\%] \tag{2.26}$$

unde c este un număr pozitiv adimensional, iar x_c poate avea următoarele semnificații :

— limita superioară a domeniului x_{max}, atunci cînd limita inferioară este zero ;

— diferența algebrică a celor două limite $x_{max}-x_{min}$ (sau cea mai mare în valoare absolută atunci cînd au semne diferite) ;

— valoarea nominală a măsurandului, atunci cînd este specificată o asemenea valoare (măsurarea se referă în asemenea cazuri la abateri față de valoarea nominală).

Eroarea tolerată se exprimă sub forma de combinații de erori relative și raportate în cazurile în care eroarea absolută de aparat are atît o componentă constantă independentă de valoarea măsurată, cît și o componentă variabilă proporțională cu aceasta. Această formă combinată se aplică mai ales traductoarelor analogice funcționînd pe principiul compensării automate.

Expresia erorii tolerate combinate este aceea a unei erori relative

$$\Delta x_{adr} = \pm\left(b + c\frac{x_{max}}{x}\right)[\%] \qquad (2.27)$$

unde b și c au semnificații similare cu cele menționate mai sus și valorile lor sînt specificate uneori sub denumirile (improprii) de eroare din valoare și eroare din cap de scară.

În figura 2.6 sînt reprezentate modurile în care cele trei forme de exprimare a erorii admisibile determină zone de incertitudine pentru caracteristica statică, respectiv cum se reflectă ele (în valori absolute) asupra ieșirii.

În scopul unificării reprezentării cantitative a preciziei traductoarelor, similar ca la aparatele de măsurat, indiferent de modul în care este exprimată eroarea tolerată, se utilizează indicatorul denumit *clasă de precizie*.

Clasa de precizie pentru cazurile în care se normează eroarea raportată are semnificația erorii tolerate intrinseci (în condiții de utilizare specificate). Ca urmare clasa de precizie este dată în procente, valorile sale (denumite uneori și *indice al clasei de precizie*) uzuale pentru traductoare fiind 0,1 ; 0,2 ; 0,5 ; 1 ; 2 ; 2,5

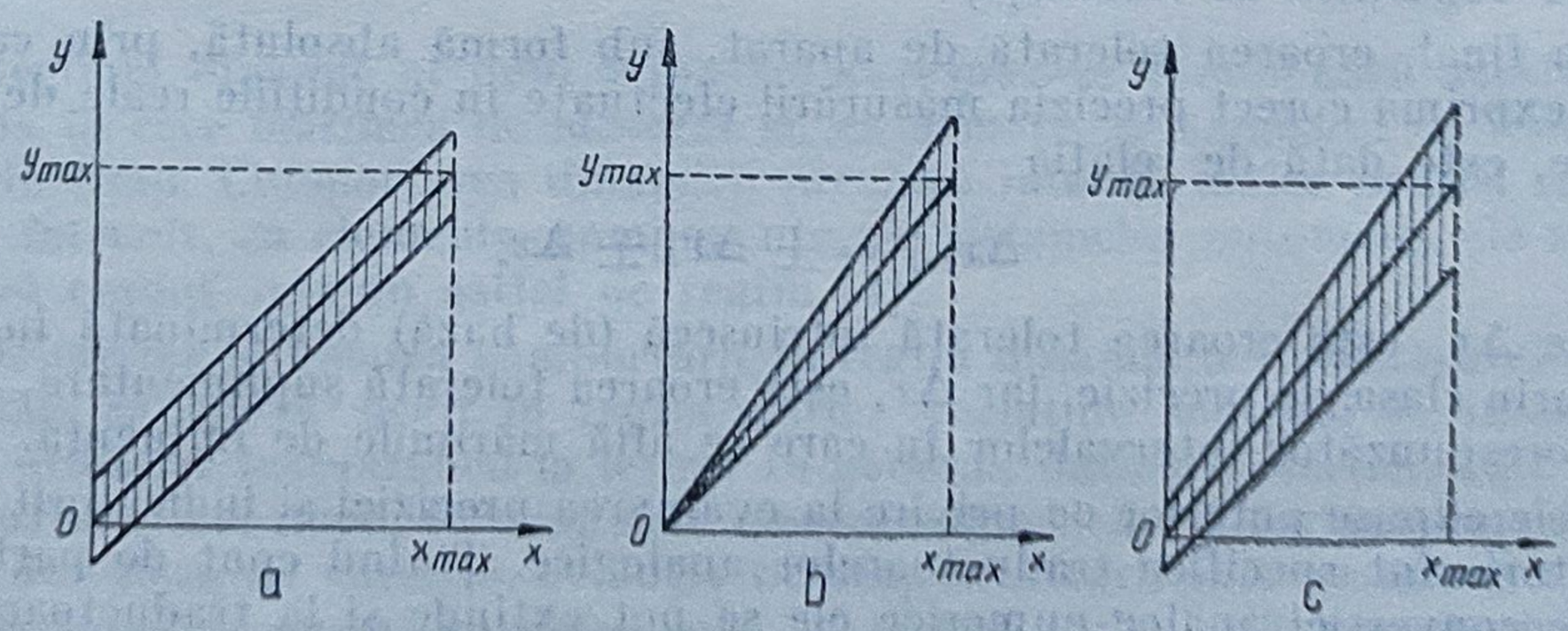


Fig. 2.6. Zonele de incertitudine pentru caracteristica statică în raport cu modurile de exprimare a erorii admisibile :

a — eroare absolută constantă ; *b* — eroare relativă constantă ; *c* — eroare absolută constantă + eroare relativă constantă.

Pentru determinarea erorii totale a traductorului în condițiile reale de funcționare trebuie adăugată eroarea suplimentară provocată de valorile mărimilor de influență, atunci cînd ele sînt diferite de cele corespunzătoare condițiilor de referință.

Normarea erorilor suplimentare are un caracter mai particular decît al celor de bază și, de la caz la caz, este specificată în documentația de însoțire sau în certificatele de calitate ale aparatelor.

Un exemplu de normare a erorii suplimentare exprimate în procente din cea intrinsecă este dat în tabelul 2.3.

Tabelul 2.3

Normarea erorii suplimentare în raport cu eroarea intrinsecă

Mărimea de influență	Valoarea de referință	Clasa de precizie	Limitele domeniului nominal de utilizare	Eroarea suplimentară în procente din eroarea intrinsecă
Temperatura ambiantă	20°C	0,0005...0,001 0,002 ...0,01 0,02 ...0,1	20°C ± 2°C 20°C ± 5°C 20°C ± 10°C	20% 50% 100%
Umiditatea relativă	40%...60%	0,0005...0,1	25%...75%	30%

Erorile suplimentare prezintă importanță îndeosebi pentru măsurările de înaltă precizie efectuate cu aparate de măsurat, ele servind la eventuale corecții.

În cazul traductoarelor, în general, se prevăd dispozitive pentru compensarea automată a erorilor suplimentare, astfel încît precizia măsurărilor să fie determinată numai de eroarea intrinsecă chiar la variații largi ale factorilor de mediu (sau se asigură limitarea variațiilor acestora la valori reduse față de condițiile de referință).

În final, eroarea tolerată de aparat, sub formă absolută, prin care se poate exprima corect precizia măsurării efectuate în condițiile reale de funcționare, este dată de relația

$$\Delta x_{tot} = \pm \Delta x_b \pm \Delta x_s \tag{2.28}$$

în care Δx_b este eroarea tolerată intrinsecă (de bază) determinată în principal prin clasa de precizie, iar Δx_s este eroarea tolerată suplimentară, calculată corespunzător intervalelor în care se află mărimile de influență.

Cele expuse anterior cu privire la evaluarea preciziei și indicatorii corespunzători sînt specifice traductoarelor analogice. Ținînd cont de particularitățile conversiei analog-numerice ele se pot extinde și la traductoarele cu semnale de ieșire numerice.

În primul rînd trebuie observat că prin însăși principiul conversiei apare o eroare inerentă de metodă, denumită *eroare de cuantificare*, egală cu $^1/_2$ din

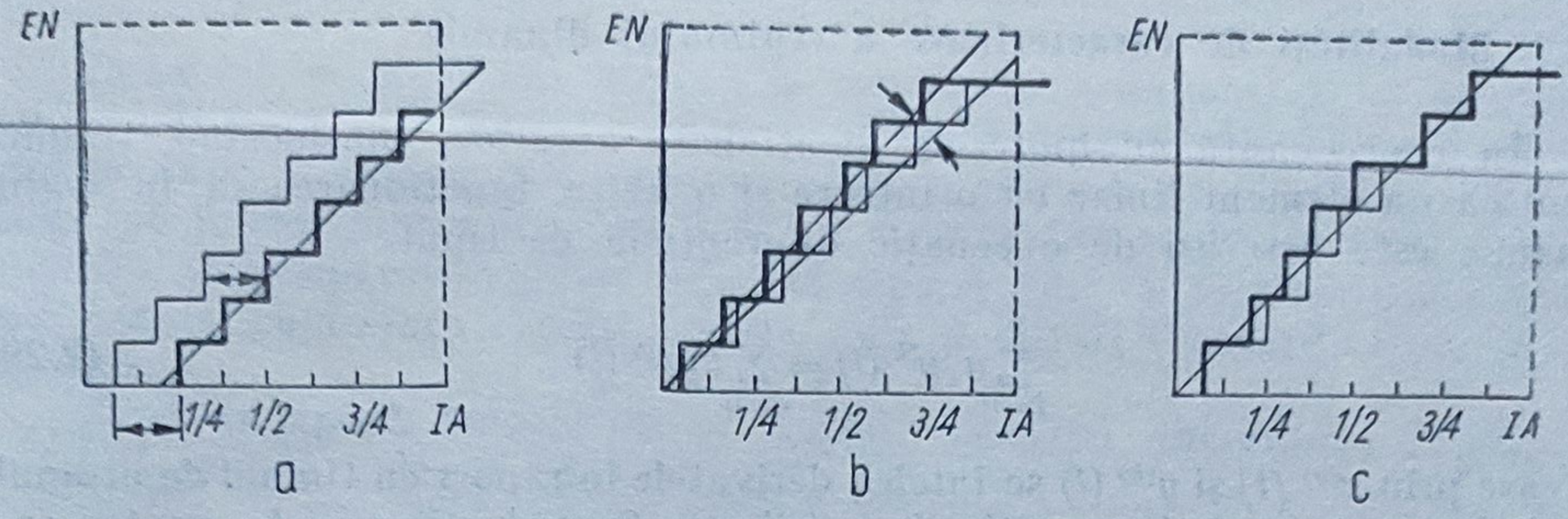


Fig. 2.7. Efectele erorilor asupra caracteristicilor statice ale traductoarelor cu ieșiri numerice :

a — eroare de zero ; *b* — eroare de domeniu ; *c* — eroare de neliniaritate.

intervalul de cuantificare Δx (sau altfel spus $^1/_2$ din bitul cel mai puțin semnificativ). Această eroare se reduce la valori acceptabile prin micșorarea intervalului Δx. La eroarea de cuantificare se pot adăuga erori de zero, de domeniu și de neliniaritate provenite din surse identice cu cele menționate pentru traductoarele analogice. Ilustrarea efectelor acestor erori asupra codului reprezentat de semnalul de ieșire numeric este redată în figura 2.7.

Detalii asupra altor tipuri de erori care pot apare la conversia analog-numerică — de exemplu cele determinate de comportarea nemonotonă, omisiunea de nivele sau coduri, etc. — se pot găsi în [17], [21].

O modalitate de specificare a preciziei traductoarelor numerice constă în definirea unor valori tolerate pentru fiecare dintre erorile menționate mai sus.

În unele cazuri se exprimă și o eroare tolerată sub forma unei sume de doi termeni, unul reprezentînd un anumit procent din valoarea măsurată și cel de al doilea, un anumit procent din domeniu. Se ajunge astfel la o formă similară cu eroarea tolerată combinată reprezentată de relația (2.27).

2.2. Caracteristici și performanțe de regim dinamic

Regimul dinamic al unui traductor corespunde funcționării acestuia în situația în care mărimea de măsurat și, ca urmare, și semnalul de ieșire variază în timp. Comportarea dinamică prezintă interes major pentru traductoare, întrucît, ca elemente componente ale sistemelor automate, ele se află în mod curent într-un astfel de regim [4].

Descrierea și analiza comportării în regim dinamic a traductoarelor este mult mai complexă decît în regim static. Variațiile mărimii de intrare nu pot fi urmărite instantaneu la ieșire. În general, datorită inerției, care poate fi de natură mecanică, termică sau electromagnetică, amortizărilor dependente de viteza de variație, evoluția în timp a intrării se transmite cu întîrziere la ieșire și uneori cu deformații în raport cu valorile corespunzătoare caracteristicii statice.

2.2.1. Modalități de caracterizare a regimului dinamic

În concordanță cu ipotezele menționate anterior, considerînd traductorul ca un element liniar cu o intrare și o ieșire, funcționarea sa în regim dinamic este descrisă de o ecuație diferențială de tipul

$$\sum_{k=0}^{n} a_k y^{(k)}(t) = \sum_{q=0}^{m} b_q x^{(q)}(t) \tag{2.29}$$

în care prin $x^{(q)}(t)$ și $y^{(k)}(t)$ se înțeleg derivatele în raport cu timpul de ordinul q și k ale intrării $x(t)$ și respectiv ale ieșirii $y(t)$. Coeficienții a_k și b_q, pentru cazurile frecvente în care nu apar modificări în timp ale comportării dinamice, sînt invarianți.

Pentru ca ecuația (2.29) să permită caracterizarea în mod complet a regimului dinamic trebuie precizate și condițiile inițiale, valorile mărimilor $x(t)$, $y(t)$ și ale derivatelor la momentul inițial t_0.

Pentru orice element fizic realizabil $n > m$ și astfel n determină ordinul ecuației diferențiale. Atît valorile coeficienților, cît și ordinul ecuației diferențiale se pot deduce pe cale teoretică din legile pe care se bazează funcționarea componentelor traductorului sau prin metode experimentale.

Aplicînd tehnicile uzuale de rezolvare a ecuațiilor diferențiale liniare cu coeficienți constanți se obține soluția ecuației (2.29). pentru condiții inițiale fixate și intrarea dată sub forma unei anumite funcții de timp. În scopul evidențierii modului în care această soluție reflectă caracteristicile dinamice, este de observat că forma sa generală cuprinde trei termeni :

$$y(t) = y_{tl}(t) + y_{tf}(t) + y_{sf}(t) \tag{2.30}$$

avînd următoarea semnificație :

— $y_{tl}(t)$ este componenta tranzitorie liberă, care nu depinde de intrare, ea fiind determinată numai de dinamica traductorului și de condițiile inițiale nenule de la ieșire ;

— $y_{tf}(t)$ este componenta tranzitorie forțată, care depinde atît de dinamica traductorului, cît și de intrare ;

— $y_{sf}(t)$ este componenta forțată în regim stabilizat sau permanent, în care, datorită liniarității, se regăsește forma de variație a intrării.

Relația (2.30) evidențiază că regimul dinamic comportă o parte tranzitorie și alta permanentă (stabilizată). Traductorul ideal din punctul de vedere al comportării dinamice ar fi acela la care componentele tranzitorii nu ar exista și deci, instantaneu, s-ar regăsi la ieșire variațiile intrării atenuate sau amplificate corespunzător caracteristicii statice. Această situație ideală nu se poate întîlni în practică, componentele tranzitorii există, valorile și durata lor depinzînd în mod esențial de caracteristicile dinamice. În acest context problema care se pune este aceea ca, pe baza analizei comportării dinamice reale, să se găsească mijloace care să permită evaluarea abaterilor față de regimul stabilizat pe care le introduc aceste componente tranzitorii.

Deoarece rezolvarea riguroasă a ecuației diferențiale și interpretarea soluției obținute, în sensul arătat, reprezintă operații relativ complicate, sînt de dorit indicatori mai simpli care pot fi obținuți experimental și exprimați sub forma unor valori limită sau a unor grafice astfel încît să permită, aprecieri și comparații rapide. În acest sens se adoptă ipoteze unificatoare mai simple, cum sînt : condiții inițiale nule și intrări standard : (impuls sau treaptă).

Dacă se aplică transformarea Laplace ecuației diferențiale (2.29), în condiții inițiale nule, se obține :

$$Y(s) = \frac{\sum_{j=0}^{m} b_j s^j}{\sum_{i=0}^{n} a_i s^i} X(s) \tag{2.31}$$

Prin definiție raportul :

$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{\sum_{j=0}^{m} b_j s^j}{\sum_{i=0}^{n} a_i s^i} \tag{2.32}$$

poartă denumirea de *funcție de transfer.*

Dacă se consideră mărimea de intrare impuls Dirac $\delta(t)$, pentru care $\mathcal{L}[\delta(t)] = 1$, înlocuind $X(s) = 1$ în (2.32) rezultă $Y(s) = H(s)$ și, ca urmare, funcția de transfer poate fi interpretată ca transformata Laplace a răspunsului la impuls Dirac.

Funcția de transfer are avantajul exprimării algebrice și al independenței de intrare, astfel că prin intermediul ei se poate deduce, sub o formă explicită, răspunsul la orice intrare.

$$Y(s) = H(s)X(s) \tag{2.33}$$

De asemenea, în variabila complexă s se poate opera ușor cu impulsuri care reprezintă distribuții (spre deosebire de dificultățile în domeniul timpului datorate imposibilității de exprimare a derivatelor acestora).

O importanță deosebită a funcției de transfer rezidă în faptul că ea permite o corelare între analiza teoretică a regimului dinamic și determinările experimentale. Există astfel două metodologii de interpretare a caracteristicilor experimentale prin prisma semnificației funcției de transfer :

— în domeniul timpului pe baza răspunsului la funcție impuls sau treaptă, ținînd seama de interpretarea dată noțiunii de funcție de transfer ;

— în domeniul frecvenței, pe baza răspunsului permanent armonic (la intrare sinusoidală).

Prima metodologie se bazează pe relația care stabilește legătura între valorile mărimilor de intrare și de ieșire prin integrala de convoluție

$$y(t) = \int_0^t h(t - \tau)x(\tau)\, \mathrm{d}\tau \tag{2.34}$$

unde $h(t)$ este denumită *funcția pondere* și reprezintă răspunsul în timp la impuls Dirac.

Adoptînd mărimea de intrare de tip impuls, din (2.34) se poate deduce funcția pondere $h(t)$ și apoi, prin aplicarea transformării Laplace, rezultă $H(s)$. Deoarece realizarea experimentală a unor semnale care să reprezinte impulsul Dirac este legată de dificultăți, se preferă o mărime de intrare cu variație treaptă. Răspunsul la funcție treaptă poartă denumirea de *funcție indicială* și permite descrierea regimului dinamic de o manieră similară cu funcția pondere. De altfel, ținînd seama de legătura care există între funcția impuls și funcția treaptă unitate, relația între funcția pondere $h(t)$ și cea indicială $k(t)$ este de forma :

$$k(t) = \int_0^t h(\tau)\ \mathrm{d}\tau \tag{2.35}$$

Cea de a doua metodologie de exprimare a caracteristicilor dinamice pe baza valorilor experimentale ale mărimilor de intrare și de ieșire utilizează răspunsul la frecvență. În acest caz se aplică la intrare o mărime sinusoidală $x(t) = X \sin \omega t$, de amplitudine X constantă și frecvență $f = \frac{\omega}{2\pi}$ variabilă. Datorită liniarității, mărimea de ieșire, în regim stabilizat, va conserva frecvența avînd însă amplitudinea și faza variabilă cu aceasta

$$y(t) = Y(\omega)\ \sin\left[\omega t + \varphi(\omega)\right] \tag{2.36}$$

Sub formă complexă relația (2.36) devine :

$$Y(j\omega) = Y(\omega)\mathrm{e}^{j\varphi(\omega)} \tag{2.37}$$

Avînd în vedere legătura care se poate face între transformarea Laplace și transformarea Fourier, din relațiile (2.33) și (2.37) se deduce

$$H(j\omega) = \frac{Y(\mathrm{j}\omega)}{X(\mathrm{j}\omega)} = \frac{Y(\omega)}{X(\omega)}\ \mathrm{e}^{j\varphi(\omega)} = H(\omega)\ \mathrm{e}^{j\varphi(\omega)} \tag{2.38}$$

în care $X(\omega)$ este constant.

Valorile modulului $H(\omega)$ pentru $0 \leqslant \omega \leqslant \infty$ reprezintă *caracteristica amplitudine-pulsație* (frecvență), iar $\varphi(\omega)$, pentru aceleași valori, *caracteristica fază-pulsație.* Aceste două caracteristici ridicate experimental permit de asemenea, prin intermediul relațiilor (2.38) și (2.32), să se determine funcția de transfer corespunzătoare.

Cele două modalități de caracterizare a dinamicii, în domeniul timpului și frecvenței, sînt echivalente, fapt care poate fi pus în evidență și prin legătura directă care există între funcția indicială și caracteristicile de frecvență. În condițiile menționate anterior, adică funcția de transfer $H(s)$ este olomorfă în semiplanul drept al planului complex s, inclusiv pe axa imaginară, se poate scrie :

$$k(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} \frac{H(\mathrm{j}\omega)}{\mathrm{j}\omega}\ \mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega t}\mathrm{d}\omega$$

de la care se poate ajunge ușor la

$$k(l) = \frac{H(0)}{2} + \frac{1}{\pi}\int_0^{\infty} \frac{H(\omega)\sin[\omega l + \varphi(\omega)]}{\omega} d\omega$$

Pentru a ilustra posibilitățile de exprimare a caracteristicilor dinamice liniare, fie sub formă analitică prin ecuații diferențiale sau funcții de transfer, fie sub forma grafică prin funcții indiciale sau caracteristici de frecvență, în tabelul 2.4 sînt prezentate unele exemple tipice.

Multe dintre traductoarele uzuale admit ca modele pentru regimul dinamic cele corespunzătoare elementelor de întîrziere de ordinul I sau ordinul II.

Ordinul funcțiilor de transfer și respectiv al ecuațiilor diferențiale este determinat de numărul de elemente acumulatoare de energie existente în structura traductorului considerat. De obicei, la structuri simple, apar unul sau două astfel de elemente acumulatoare, de natură mecanică, termică sau electromagnetică, ceea ce conduce la caracteristici dinamice de tipul celor cuprinse în tabelul 2.4.

Există desigur și traductoare cu caracteristici dinamice corespunzătoare unor ecuații diferențiale liniare de ordin superior. Ele pot fi deduse din combinații ale elementelor componente reductibile la cele din tabelul 2.4 potrivit modului de conectare al acestora.

În ceea ce privește deducerea funcției de transfer globale atunci cînd sînt date funcțiile de transfer elementare și tipul conexiunii se pot aplica metode similare celor expuse în tabelul 2.2 pentru sensibilitățile statice.

În plus mai pot interveni în aceste combinații elemente de tip derivativ sau integrator, corespunzînd unor funcții de transfer avînd zerouri, respectiv poli, în origine. Uneori pot apărea și elemente cu „timp mort", întîrzieri pure determinate de fenomene de propagare sau de transport, care conduc la apariția în funcția de transfer a unor factori de forma $e^{-\tau s}$, unde τ este timpul mort.

Corelațiile evidențiate între expresiile analitice ale răspunsurilor la intrări standard și determinările experimentale au condus la exprimarea, pe baza acestora din urmă, a unor indicatori de performanță pentru regimul dinamic.

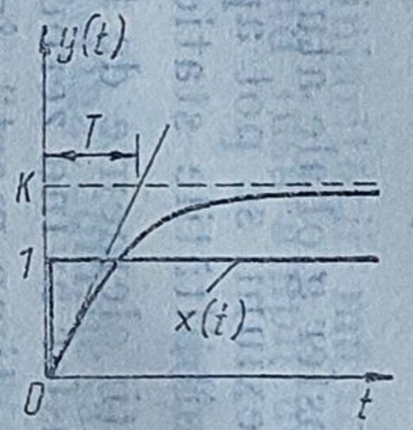
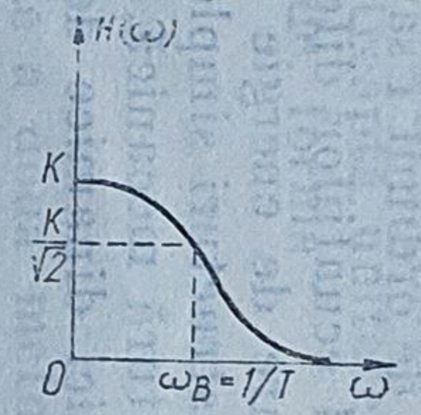
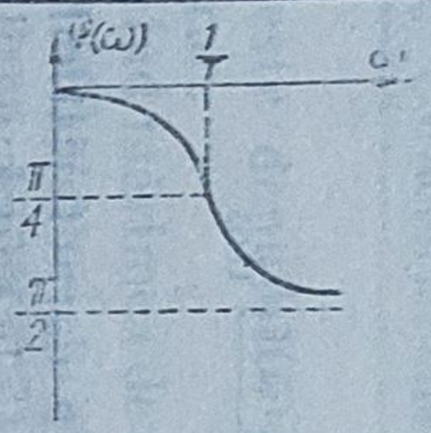
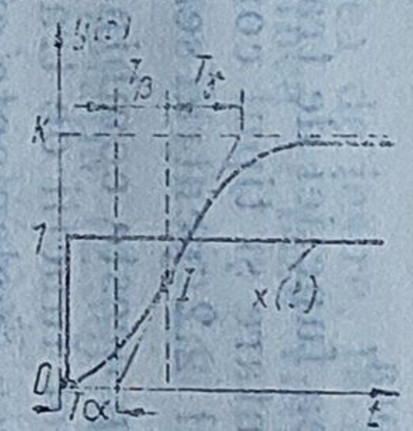
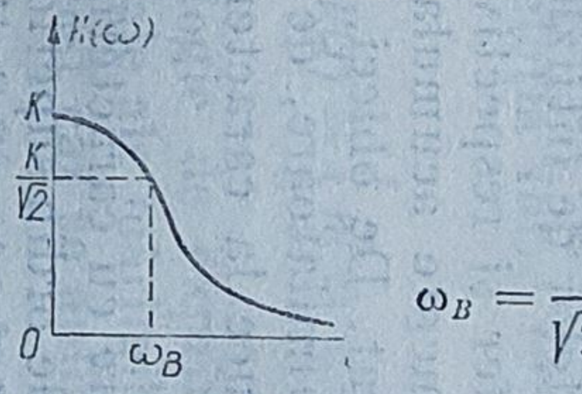
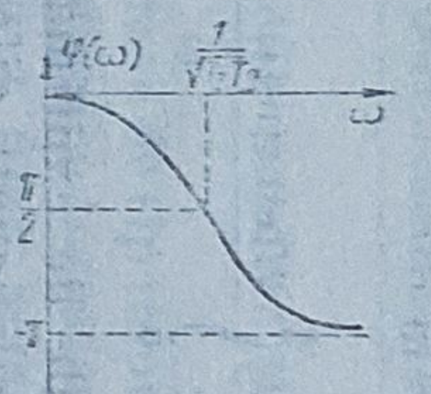
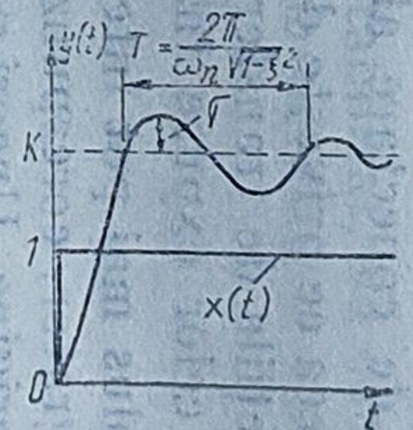
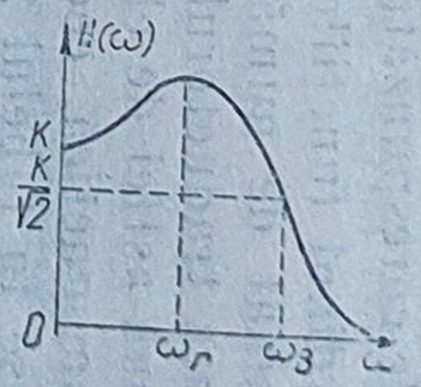
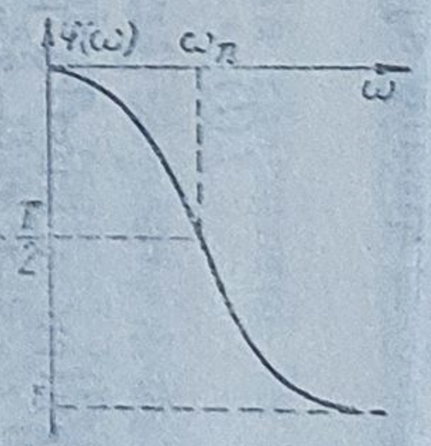
2.2.2. Indicatori de performanțe dinamice deduși din caracteristici experimentale în domeniul timpului

În domeniul timpului principala caracteristică experimentală utilizată în scopul determinării unor indicatori cu performanțe dinamice este funcția indicială.

Funcția indicială este importantă și pentru măsurările statice, întrucît la începutul operației de măsurare apar și în aceste cazuri regimuri tranzitorii.

Tabelul 2.4

Caracteristici dinamice pentru elemente liniare

Tipul elementului	Ecuația diferențială / Funcția indicială	Funcția de transfer	Reprezentarea grafică a funcției indiciale	Caracteristica amplitudine-pulsație	Caracteristica fază-pulsație
Element de întîrziere de ordinul I	$T\frac{dy(t)}{dt}+y(t)=Kx(t)$ $y(t)=K(1-e^{-\frac{t}{T}})$	$H(t)=\frac{K}{Ts+1}$			
Element de întîrziere de ordinul II aperiodic	$T_1T_2\frac{d^2y(t)}{dt^2}+(T_1+T_2)\frac{dy(t)}{dt}+y(t)=Kx(t)$ $y(t)=K\left(1-\frac{T_1}{T_1-T_2}e^{-\frac{t}{T_1}}+\frac{T_2}{T_1-T_2}e^{-\frac{t}{T_2}}\right)$	$H(s)=\frac{K}{(T_1s+1)(T_2s+1)}$ $T_1\approx T_\alpha+T_\beta;$ $T_2\approx T_\gamma-T_1$		 $\omega_B=\frac{1}{\sqrt{2}\,T_1T_2}\times$ $\times\sqrt{-T_1^2-T_2^2+\sqrt{(T_1^2+T_2^2)^2+4T_1^2T_2^2}}$	
Element de întîrziere de ordinul II oscilatoriu amortizat	$\frac{1}{\omega_n^2}\frac{d^2y(t)}{dt^2}+\frac{2\xi}{\omega n}\frac{dy(t)}{dt}+y(t)=Kx(t)$ $y(t)=K\left(1-\frac{e^{-\xi\omega_n t}}{\sqrt{1-\xi^2}}\sin(\omega_n\sqrt{1-\xi^2}\,t+\varphi\right)$ cu $\varphi=\operatorname{arctg}\frac{\sqrt{1-\xi^2}}{\xi}$	$H(s)=\frac{K}{\frac{s^2}{\omega_n^2}+\frac{2\xi}{\omega_n}s+1}$	 $\sigma_r=Ke^{-\frac{\pi\xi}{\sqrt{1-\xi^2}}}$	 $\omega_B=\omega_n\sqrt{1-2\xi^2+\sqrt{2-4\xi^2+4\xi^4}}$ $\omega_r=\omega_n\sqrt{1-2\xi^2}$	

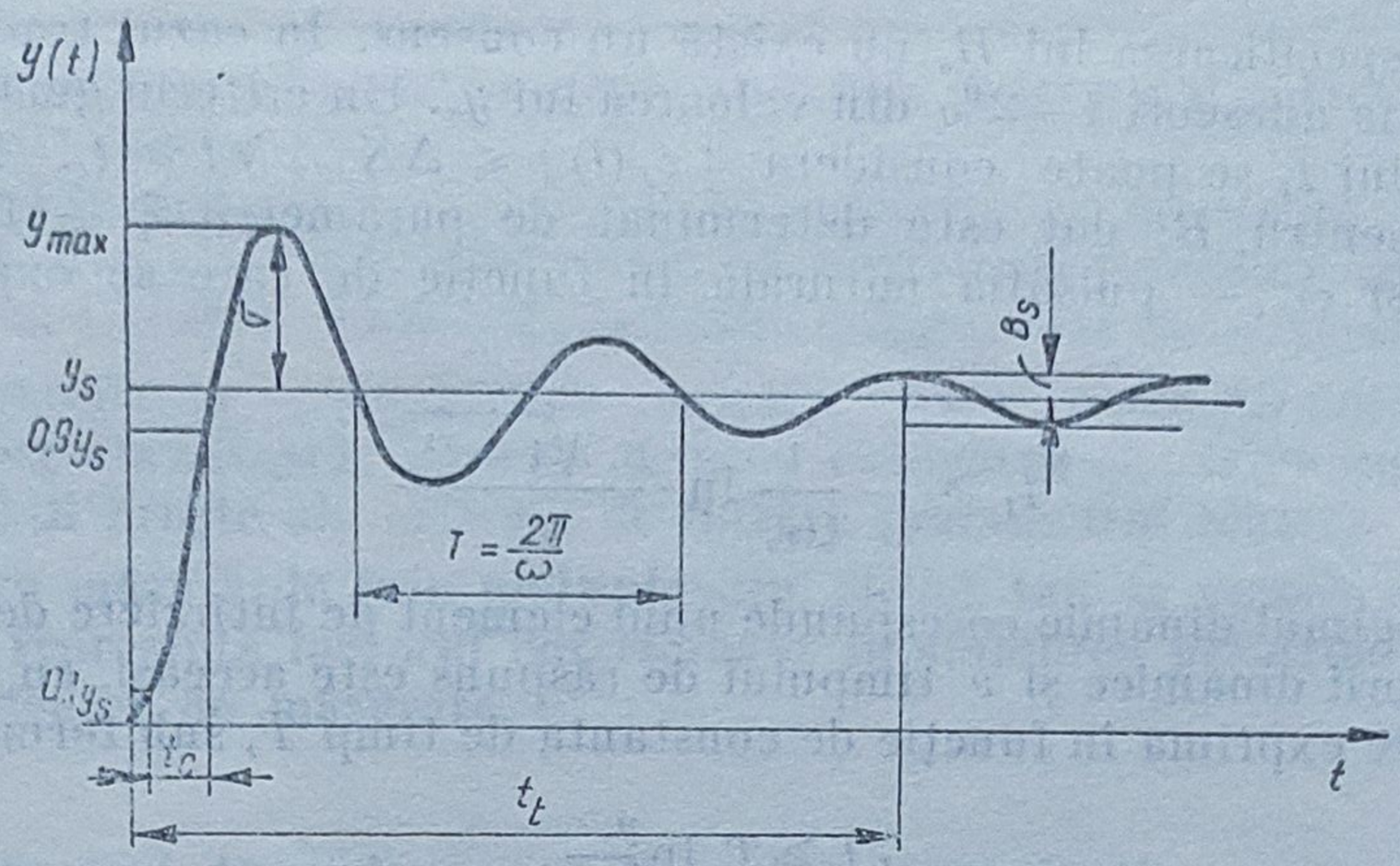


Fig. 2.8. Funcția indicială a unui element de întîrziere de ordinul II oscilatoriu amortizat.

Regimul tranzitoriu la măsurările statice corespunde trecerii de la starea inițială de repaus (zero, în absența intrării) la o nouă stare de echilibru static, ca urmare a aplicării la intrare a mărimii de măsurat. Aplicarea la intrare a unei mărimi statice (de valoare constantă) este echivalentă unei funcții treaptă, ieșirea fiind în acest caz de natura unei funcții indiciale. Funcția indicială constituie astfel o modalitate de caracterizare a dinamicii cu largă aplicabilitate.

În figura 2.8 s-a trasat funcția indicială a unui element de întîrziere de ordinul II oscilatoriu amortizat, pe al cărei grafic s-au pus în evidență o serie de mărimi ce pot servi drept indicatori de performanță a comportării dinamice.

Astfel, se definește *eroarea sau abaterea dinamică* ε_D ca diferența dintre valoarea curentă $y(t)$ a ieșirii și valoarea la care aceasta se stabilizează y_s

$$\varepsilon_D(t) = y(t) - Y_s \tag{2.40}$$

unde $y_s = K$, intrarea fiind treaptă unitate.

Eroarea dinamică este reprezentată de componenta tranzitorie forțată $y_{tf}(t)$, condițiile inițiale fiind considerate nule și ea este deci aceea care conține informațiile cu privire la regimul dinamic. Se vede că eroarea dinamică scade în valoare absolută cu timpul, ea tinzînd să se anuleze. Din punct de vedere teoretic, conform soluției ecuației diferențiale corespunzătoare, durata de stabilizare este infinită. În practică se consideră eroarea dinamică neglijabilă atunci cînd ea se micșorează la o valoare exprimată printr-un anumit procent din y_s și pe care nu o mai depășește ulterior. Pe această bază se definește *timpul tranzitoriu sau timpul de răspuns* t_t al traductorului ca fiind durata în care eroarea dinamică se încadrează în banda de stabilizare specificată B_s,

$$|\varepsilon_D(t)| \leqslant B_s, \forall t \geqslant t_t \tag{2.41}$$

Pentru specificarea lui B_s nu există un consens. În cazul traductoarelor analogice se ia adeseori 1—2% din valoarea lui y_s. Un criteriu general pentru delimitarea lui t_t se poate considera $|\varepsilon_D(t)| \leqslant \Delta X_{ad}$, $\forall t \geqslant t_t$. Timpul de răspuns t_t pentru B_s dat este determinat de parametrii ξ — factorul de amortizare și ω_n — pulsația naturală în funcție de care se exprimă prin relația :

$$t_t \geqslant -\frac{1}{\xi\omega_n} \ln \frac{B_s\sqrt{1-\xi^2}}{y_s} \tag{2.42}$$

Dacă regimul dinamic corespunde unui element de întîrziere de ordinul I, definirea erorii dinamice și a timpului de răspuns este aceeași, cu deosebirea că t_t se poate exprima în funcție de constanta de timp T, sub forma :

$$t_t \geqslant T \ln \frac{y_s}{B_s} \tag{2.43}$$

Constanta de timp se poate determina grafic luînd valoarea subtangentei în origine (vezi tabelul 2.4).

Timpul tranzitoriu t_t constituie o măsură a vitezei de răspuns, cu cît t_t este mai mic cu atît traductorul respectiv este mai rapid. Uneori pentru a caracteriza rapiditatea se folosește *timpul de creștere* t_c dat de intervalul între momentul în care $y(t)$ trece de la valoarea de 10% din y_s la valoarea de 90% din y_s (în cursul primei perioade pentru regimul oscilatoriu amortizat). Timpul de creștere permite evaluarea vitezei maxime de variație a mărimii de ieșire.

Intervalul dintre două maxime succesive definește *pulsația oscilațiilor* ω așa cum rezultă și din figura 2.8. Pulsația ω este caracteristică regimului oscilatoriu amortizat și ea depinde de pulsația naturală ω_n și de factorul de amortizare ξ, conform relației :

$$\omega = \omega_n\sqrt{1-\xi^2} \tag{2.44}$$

Eroarea dinamică pentru regimul oscilatoriu amortizat ia atît valori pozitive cît și negative, pe cînd pentru regimurile aperiodice este numai negativă. Faptul că eroarea dinamică ia valori pozitive face ca valoarea instantanee a ieșirii să o depășească pe cea stabilizată. Pentru a exprima aceste depășiri se definește *supracreșterea* σ, care reprezintă eroarea dinamică corespunzătoare primului maxim al ieșirii. De obicei se exprimă sub formă relativă, în fracțiuni sau în procente din y_s

$$\sigma_r = \frac{y_{max} - y_s}{y_s} 100\ [\%] \tag{2.45}$$

Supracreșterea σ_r depinde numai de factorul de amortizare. Ținînd seama de expresia funcției indiciale din tabelul 2.4 și de (2.45) rezultă

$$\sigma_r \doteq 100\ e^{-\frac{\pi\xi}{\sqrt{1-\xi^2}}}\ [\%] \tag{2.46}$$

astfel încît prin specificarea supracreșterii este determinat și factorul de amortizare ξ și invers.

Timpul tranzitoriu t_t permite să se aprecieze cît de rapidă este dinamica traductorului și să se verifice ipoteza că întîrzierile introduse sînt neglijabile în raport cu cele determinate de celelalte componente ale sistemului automat.

Supracreșterea σ_r, exprimînd abaterea maximă a semnalului de ieșire față de valoarea stabilizată, servește pentru evaluarea efectelor pe care le pot avea variații bruște ale mărimii de intrare (parametrul reglat).

Pentru măsurările prin multiplexare, ciclică sau la cerere, timpul tranzitoriu t_t reprezintă factorul determinant în stabilirea perioadei de repetiție sau a cadenței de măsurare.

2.2.3. Indicatori de performanțe dinamice determinați din caracteristici de frecvență

După cum s-a arătat în 2.2.1, prin intermediul transformării Fourier se poate stabili o legătură între comportarea dinamică a unui element liniar exprimată în domeniul timp și cea în domeniul frecvență.

În cazul unor mărimi de intrare în traductor avînd variații aleatoare rapide, aprecierea posibilităților de urmărire de către semnalul de ieșire apare mai avantajoasă în domeniul frecvență, fiind cunoscut faptul că viteza de variație este condiționată de spectrul de frecvență [3], [23].

În conformitate cu caracteristicile amplitudine-frecvență și fază-frecvență din tabelul 2.4, de regulă traductoarele au caracteristici de filtru trece-jos, adică ele lasă să treacă și eventual amplifică frecvențele joase și le atenuează pe cele înalte. De asemenea defazajele — respectiv întîrzierile — cresc cu frecvența. Ca urmare apare necesitatea de a stabili un domeniu de frecvențe (sau de pulsații) în cadrul căruia atenuarea nu depășește o anumită limită admisă (și la fel defazajul). Acest domeniu se definește prin *lărgimea de bandă de trecere*, care, pentru elementele cu caracteristică trece-jos, se exprimă prin valoarea pulsației ω_B pentru care modulul $H(\omega)$ nu scade la o valoare mai mică de $\frac{\sqrt{2}}{2}$ din aceea corespunzătoare pulsației $\omega = 0$, adică:

$$H(\omega_B) = \frac{\sqrt{2}}{2} H(0) \tag{2.47}$$

Relația (2.47) se mai exprimă sub formă logaritmică:

$$20 \lg \frac{H(\omega_B)}{H(0)} = -3 \text{ dB}. \tag{2.48}$$

Lărgimea de bandă pentru elementul oscilatoriu de ordinul II este determinată atît de pulsația naturală, cît și de factorul de amortizare. Se demonstrează că:

$$\omega_B = \omega_n \sqrt{1 - 2\xi^2 + \sqrt{2 - 4\xi^2 + 4\xi^4}} \tag{2.49}$$

Pentru elementul de întîrziere de ordinul I, $\omega_b = \frac{1}{T}$.

Trebuie precizat că lărgimea de bandă trebuie aleasă suficient de mare în raport cu frecvența maximă din spectrul mărimii de măsurat însă, pe de altă parte, creșterea sa exagerată permite transmiterea și amplificarea zgomotelor care au frecvențe ridicate.

Pe caracteristica amplitudine-pulsație a elementului oscilatoriu amortizat din tabelul 2.4 se vede că, spre deosebire de cele aperiodice, valoarea maximă a amplitudinii nu se află la $\omega = 0$, ci la o pulsație ω_r numită *pulsație de rezonanță*. Valoarea sa este dată de relația

$$\omega_r = \omega_n \sqrt{1 - 2\xi^2} \tag{2.50}$$

Prezența vîrfului de rezonanță pe caracteristica amplitudine-frecvență arată că anumite frecvențe ale mărimii de intrare sînt favorizate (amplificate). Vîrful de rezonanță are o semnificație similară cu aceea a supracreșterii pe funcția indicială, ambele punînd în evidență caracteristica de element oscilatoriu amortizat.

2.2.4. Indicatori de regim dinamic pentru traductoare numerice

Modalitățile expuse de exprimare a caracteristicilor dinamice și a indicatorilor de performanță sînt specifice traductoarelor analogice. Pentru traductoarele numerice, care operează cu mărimi eșantionate, caracteristicile dinamice sînt descrise cu ajutorul ecuațiilor cu diferențe finite sau al funcțiilor de transfer în variabila complexă $z = e^{Ts}$, unde T este perioada de eșantionare. Detalii cu privire la tratarea sistemelor cu eșantionare se pot găsi în [3], [4].

Definirea unor indicatori de performanță pentru dinamica traductoarelor numerice necesită o analiză a principiilor de funcționare a acestora, care pot fi destul de variate.

În cazul cel mai simplu, al unui traductor analogic avînd conectat la ieșire un CAN (convertor analog numeric), problema este mai ușoară, întrucît se poate defini un timp de stabilire total dedus din timpul tranzitoriu t_t aferent părții analogice însumat cu *timpul de conversie* t_N al CAN. Timpul de conversie al CAN reprezintă durata necesară generării codului corespunzător valorii semnalului analogic aplicat la intrare. Această durată depinde de tehnica de conversie (cu numărare, aproximări succesive, dublă pantă etc.), de numărul de biți și de viteza de operare a circuitelor electronice utilizate [17], [21].

Timpul de conversie sau, uneori, *rata de conversie*, care înseamnă numărul de conversii posibile în unitatea de timp, constituie indicatori tipici specificați pentru toate tipurile de CAN.

Cunoscînd timpul de conversie se pot face evaluări asupra vitezei de variație, respectiv a benzii de frecvență a semnalului care poate fi convertit și astfel se pot stabili corelațiile cu performanțele dinamice impuse de sistemul automat.

Pentru situațiile în care traductorul este pur numeric, adică prin însăși principiul de funcționare și structura corespunzătoare nu se justifică o separare de genul arătat mai sus, se definește un timp de conversie global rezultat din analiza modului de operare a elementelor componente.

Este de observat că, în general, timpii de conversie ai CAN electronice sînt mult mai reduși decît timpii de stabilire corespunzători unor elemente sensibile de natură numerică.

2.3. Caracteristici energetice

Orice operație de măsurare implică un consum energetic. Transformările pe care le suferă mărimea de măsurat pentru a obține semnalul de ieșire care să reprezinte valoarea sa sînt și transformări energetice [9], [18].

Puterea, prin integrarca căreia rezultă consumul energetic, poate fi preluată total sau parțial de la mărimile de măsurat. Din acest punct de vedere se disting mărimi active, care au asociată o putere suficientă pentru ca, prin intermediul unor elemente sensibile adecvate, să asigure conversia directă într-un semnal electric și mărimi pasive, care necesită în mod obligatoriu o sursă de energie auxiliară.

Problema energiei care intervine în procesul de măsurare se poate exemplifica, pentru mărimi active, prin referire la măsurarea unei tensiuni electromotoare continue E a unei surse avînd rezistența internă R_s cu un voltmetru a cărui rezistență este R_m. În circuitul astfel format, figura 2.9, va circula un curent I care, în ipoteza că se neglijează rezistența firelor de legătură, este :

$$I = \frac{E}{R_s + R_m} \tag{2.51}$$

Valoarea U a indicației aparatului, conform relației

$$U = E - R_s I = \frac{R_m}{R_s + R_m} E \tag{2.52}$$

este diferită de valoarea reală a t.e.m. E, diferența constituind eroarea sistematică de metodă

$$\Delta E_s = U - E = -\frac{R_s}{R_m + R_s} E \tag{2.53}$$

Această eroare este condiționată de puterea solicitată de voltmetru și care, în acest caz, este integral preluată de la mărimea de măsurat. Într-adevăr puterea electrică generată de sursă este :

$$P = \frac{E^2}{R_s + R_m} \tag{2.54}$$

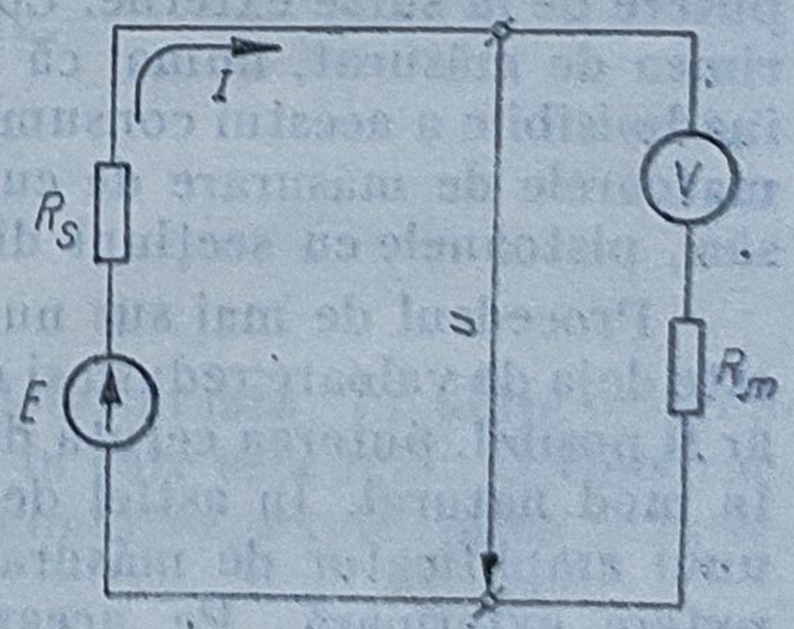


Fig. 2.9. Schema măsurării t.e.m. E cu voltmetrul V.

și

$$|\Delta E_s| = \sqrt{\frac{R_s^2}{R_m + R_s} P} \tag{2.55}$$

Prin integrarea puterii P în timpul cît durează măsurarea se obține consumul de energie necesitat de aplicarea metodei de măsurare cu voltmetrul.

Din analiza factorilor care intervin în expresia puterii, se constată că, în afară de valoarea E a mărimii de măsurat, ea depinde de rezistența totală $R_s + R_m$. Rezistența proprie a voltmetrului R_m reprezintă deci *caracteristica energetică a aparatului*. Se mai poate observa că admițînd aproximarea $R_s + R_m \approx R_m$ (deoarece ținînd seama de condiția de obținere a unei erori sistematice cît mai reduse $R_m \gg R_s$), rezultă $E/I = R_m$.

Generalizînd, se deduce că oricărei mărimi X supuse măsurării i se poate asocia o altă mărime J, astfel ca produsul XJ să reprezinte o putere [1]. Atunci raportul lor va fi de natura unei impedanțe, denumită și *impedanță generalizată* sau *metrologică*, întrucît depinde în principal de metoda și de aparatura de măsurare utilizată

$$\frac{X}{J} = Z_s + Z_m \approx Z_m \tag{2.56}$$

Z_s și Z_m avînd aceleași semnificații ca în (2.51).

Este de dorit ca impedanța Z_m să fie cît mai mare pentru ca puterea solicitată de aparat de la obiectul măsurării să fie cît mai redusă și prin aceasta să influențeze cît mai puțin asupra valorii reale x.

Obținerea unei impedanțe mari Z_m constituie o preocupare permanentă în construcția traductoarelor. În acest sens, se urmărește o perfecționare a elementelor sensibile. Avînd în vedere că dimensiunile și masa (mecanică, termică) elementelor sensibile sînt cele care determină în mare măsură impedanța Z_m, se caută soluții care să le reducă la valori minime.

Impedanța generalizată este importantă nu numai pentru a evalua puterea absorbită și efectele acesteia asupra mărimii de măsurat, ci și pentru elementele componente ale unui traductor, ea reflectînd influența exercitată de un element asupra celui precedent.

În practica utilizării și construcției aparatelor de măsurat și traductoarelor se pune adesea problema adaptării impedanței Z_m în raport cu aceea a sursei Z_s, astfel încît consumul energetic și eroarea respectivă să se mențină în limite admise.

O primă posibilitate de adaptare este aceea a micșorării nivelului sau amplitudinii mărimii de măsurat x. Procedeul este denumit *adaptare de amplitudine sau de nivel* și el se realizează cu dispozitive pasive, care nu solicită putere de la surse externe. Consumul energetic este preluat integral de la mărimea de măsurat, numai că dispozitivele respective permit evitarea creșterii inadmisibile a acestui consum. Exemple de asemenea dispozitive sînt transformatoarele de măsurare de curent și tensiune, pîrghiile pentru forțe și deplasări, pistoanele cu secțiuni diferite pentru presiuni și deplasări etc.

Procedeul de mai sus nu poate fi aplicat în situațiile în care mărimea x este deja de valoare redusă și nu mai poate fi micșorată, sau, chiar dacă aceasta ar fi posibil, puterea cerută de traductor depășește pe cea care îi este asociată în mod natural. În astfel de situații este necesar să se recurgă la utilizarea unui amplificator de măsurare, care funcționează cu ajutorul unei surse de putere exterioară. Pe această cale mărimea de măsurat nu trebuie să cedeze integral puterea necesară, ci ea va furniza numai o putere foarte redusă

pentru a realiza modularea, de regulă în amplitudine, a unei mărimi similare furnizate de amplificatorul respectiv și care are asociată o putere suficientă preluată de la sursa auxiliară.

Prin utilizarea amplificatorului, pe lîngă adaptarea de nivel se realizează și o *adaptare de putere*, ambele avînd ca rezultat adaptarea de impedanță.

Adoptarea unei metode de zero, atunci cînd este posibil, constituie procedeul cel mai eficient pentru ca măsurarea să se efectueze fără consum de putere de la obiectul măsurării, ceea ce este echivalent cu un aparat avînd $Z_m = \infty$. Detectorul de zero nu necesită consum energetic în regim permanent.

Alte situații și modalități de adaptare de impedanță sînt tratate în [2], [23].

Problema consumului energetic se pune în mod diferit la măsurarea mărimilor pasive. În aceste cazuri însăși metoda de măsurare impune utilizarea unei surse de energie auxiliară, fără de care mărimea respectivă nu poate fi pusă în evidență ; de exemplu, la măsurarea rezistențelor prin metode de punte sau cu ohmmetrul se face totdeauna alimentarea de la o sursă auxiliară. Puterea preluată de la sursă este condiționată, pe de o parte, de necesitatea obținerii unei mărimi electrice active (tensiune sau curent) dependente de mărimea pasivă, compatibile cu sensibilitatea și impedanța aparatului indicator, iar pe de altă parte, de imperativul ca puterea respectivă să nu conducă la modificări ale valorii măsurate.

Prima condiție se exprimă, referitor la mărimea auxiliară, la fel ca în cazul mărimilor active.

Cea de a doua condiție, mai dificil de exprimat cantitativ, poate fi formulată în sensul că mărimea de excitație să nu genereze erori de influență importante.

În afara aspectelor metrologice, consumurile energetice ale traductoarelor, care, la o uzină sau combinat industrial, pot fi de ordinul miilor sau zecilor de mii de unități, reprezintă o problemă energetică în sine, justificînd și din acest punct de vedere preocupările de reducere a puterilor consumate.

Consumurile de putere pot avea valori foarte variate, de la 10^{-3} W la 10^{2} W, valorile lor fiind specificate pentru fiecare traductor. Pentru caracterizarea puterii solicitate de la măsurand este dată impedanța de intrare, iar pentru sursa auxiliară se precizează natura sa (c.c. sau c.a., de exemplu), valoarea parametrilor (tensiune, curent) și limitele admisibile de variație.

De asemenea, o dată cu specificarea semnalului de ieșire al traductoraelor se precizează și impedanța necesară pentru aparatul receptor, ceea ce înseamnă, de fapt, puterea asociată semnalului respectiv.

2.4. Caracteristici constructive

Calitatea efectivă a unui traductor este determinată, în afara concepției privind principiul de funcționare, de modul în care este realizat constructiv, iar menținerea acestei calități depinde de montarea, exploatarea și întreținerea sa corectă.

Caracteristicile constructive ale traductoarelor, pe lîngă aspectele referitoare la măsurand și la performanțele solicitate de sistemele automate, sînt condiționate în mod esențial de natura aplicației. Condițiile efective de funcționare oferite de instalațiile industriale pot conduce la cerințe constructive diferite chiar dacă măsurandul și intervalul său de variație sînt aceleași. Ele sînt cele care impun alegerea materialelor, pieselor componente, construcției carcasei, acoperirilor de protecție, etc.

Exprimarea unor indicatori de performanță care să reprezinte caracteristicile constructive ale traductoarelor vizează nu atît specificarea proprietăților diferitelor elemente componente, ci, mai degrabă, modul în care acestea își păstrează caracteristicile funcționale sub acțiunea mărimilor de influență care se manifestă în cadrul diverselor aplicații.

2.4.1. Robustețea

După cum s-a arătat anterior, performanțele statice și dinamice ale traductoarelor sînt definite pentru anumite restricții referitoare la valorile și domeniile de variație ale factorilor de mediu, ale parametrilor surselor de alimentare, etc. Cu cît aceste restricții, raportate la performanțe, sînt mai reduse, în sensul că traductorul poate funcționa corect în condiții de șocuri, vibrații, variații mari de temperatură, umiditate, presiune, agenți nocivi chimici, sau biologici, precum și la variații bruște ale măsurandului, cu atît traductorul respectiv satisface într-o mai mare măsură proprietatea de *robustețe*.

Traductoarele robuste se disting deci printr-o foarte bună stabilitate a caracteristicilor statice și dinamice și este evident că aceasta poate fi asigurată mai ales prin soluțiile constructive.

Robustețea reprezintă o noțiune de ordin calitativ care integrează mai mulți indicatori, care pot fi exprimați cantitativ și care sînt normați prin standarde sau prescripții cu largă aplicabilitate atît pe plan național, cît și internațional. Dintre acestea se vor trata succint în cele ce urmează numai capacitatea de supraîncărcare și nivelurile de protecție climatică, antiexplozivă și contra coroziunii.

2.4.2. Capacitatea de supraîncărcare

Capacitatea de supraîncărcare definește proprietatea unui traductor de a suporta valori ale mărimii de măsurat care depășesc limita superioară a domeniului, fără ca prin aceasta să rezulte modificări ale performanțelor funcționale (liniaritate, sensibilitate, precizie) sau deteriorări constructive.

Capacitatea de supraîncărcare se exprimă prin raportul între valoarea maximă nedistructibilă și limita superioară a domeniului. Prin valoarea nedistructibilă se înțelege valoarea măsurandului în afara domeniului care după ce își încetează acțiunea permite revenirea traductorului la caracteristicile inițiale.

Capacității de supraîncărcare i se asociază de regulă un timp, deoarece efectele distructive depind și de durata acțiunii mărimii care depășește domeniul. Astfel se normează o capacitate de supraîncărcare pe timp scurt (șoc) și o capacitate de supraîncărcare pe timp mai lung (suprasarcină).

Ţinînd cont de faptul că în aplicaţiile industriale pot apărea adesea depăşiri ale limitelor stabilite pentru mărimile măsurate, capacitatea de suprasolicitare constituie un indicator important care condiţionează direct robusteţea traductoarelor.

Este de observat faptul că pentru a evita emiterea unor comenzi nedorite şi pentru a proteja aparatura de automatizare de suprasolicitări, anumite tipuri de traductoare sînt prevăzute cu protecţii care nu permit ca semnalul de ieşire să depăşească limita superioară chiar dacă apar asemenea depăşiri la intrare.

2.4.3. Protecţia climatică

În scopul delimitării influenţelor posibile ale factorilor climatici asupra funcţionării echipamentelor şi instalaţiilor electrice industriale, recomandările Comitetului Electrotehnic Internaţional (C.E.I.), bazate pe rezultatele unor îndelungate măsurări, stabilesc pe suprafaţa terestră zone caracterizate prin diferite macroclime (rece, temperată, tropical-umedă, tropical-uscată şi foarte rece). Zonele climatice respective sînt determinate în raport cu valorile extreme de temperatură şi umiditatea relativă a aerului, radiaţia globală precum şi de acţiunea altor factori (STAS 6535-83).

Protecţia climatică este constituită de ansamblul de măsuri care se iau în cadrul calculelor de dimensionare şi alegere a materialelor, pieselor şi componentelor, în proiectarea formei şi detaliilor constructive, în special ale carcasei, în stabilirea acoperirii suprafeţelor şi a tehnologiei de execuţie, pentru a se asigura că acţiunea complexă a factorilor climatici pe o anumită durată să nu influenţeze nefavorabil asupra proprietăţilor funcţionale şi asupra aspectului traductorului în condiţiile locului de folosire.

Tipurile de protecţie climatică, prevăzute în STAS 6535-83, sînt următcarele :

N — protecţia pentru climatul temperat ;
F — protecţia pentru climatul rece ;
TH — protecţia pentru climatul tropical-umed ;
TA — protecţia pentru climatul tropical-uscat ;
EF — protecţia pentru climatul foarte rece ;
M — protecţia pentru climatul temperat marin rece ;
MT — protecţia pentru climatul tropical marin.

Simbolurile au semnificaţiile : T — Tropicus, H — Humidus, A — Aridus, F — Frigidus.

Valorile standard ale solicitărilor factorilor climatici sînt indicate în tabelul 2.5.

Tabelul 2.5.

Intensitatea solicitărilor factorilor climatici care caracterizează zonele macroclimatice

Nr. crt.	Zona macroclimatică	Simbolul zonei macroclimatice	Caracteristicile factorilor climatici
1	2	3	4
1	Zona macroclimatică cu climat temperat	N	Media temperaturilor minime anuale: −33°C (−45°C) Media temperaturilor maxime anuale: +40°C Temperatura minimă absolută: −50°C Temperatura maximă absolută: +45°C Media temperaturilor medii lunare: 0°C...+15°C Umiditatea relativă (la $T>20$°C) depășește rareori 80% U.R.
2	Zona macroclimatică cu climat rece	I°	Media temperaturilor minime anuale: −60°C Media temperaturilor maxime anuale: +40°C Temperatura minimă absolută: −65°C Temperatura maximă absolută: +45°C Media temperaturilor medii lunare: −10°C...+1°C *c* Umiditate relativă (la $T>20$°C) depășește rareori 80% U.R. Se caracterizează prin prezența chiciurei, gheții, vînturilor cu puiberi fine de zăpadă
3	Zona macroclimatică cu climat tropical-umed	TH	Media temperaturilor minime anuale: +1°C Media temperaturilor maxime anuale: +45°C Temperatura minimă absolută: −10°C Temperatura maximă absolută: +50°C Media temperaturilor medii lunare: +20...+27°C Umiditatea relativă a aerului ⩾80% U.R. Se înregistrează cel puțin 12 h/24 h pe o perioadă neîntreruptă de 2...12 luni/an Se caracterizează prin prezența ploilor torențiale, acțiunea factorilor biologici, radiație solară intensă, condensarea umezelii În unele zone este posibilă acțiunea prafului
4	Zona macroclimatică cu climat temperat-uscat	TA	Media temperaturilor minime anuale: −10°C Media temperaturilor maxime anuale: +50°C Temperatura minimă absolută: −20°C Temperatura maximă absolută: +55°C Media temperaturilor medii lunare: +22°C...+27°C Se caracterizează prin radiație solară intensă, variații importante ale temperaturii aerului în decurs de 24 h, conținut ridicat de nisip și praf în aer
5	Zona macroclimatică cu climat temperat marin rece (mări, oceane și teritoriile riverane în li-	M	Media temperaturilor minime anuale: −30°C Media temperaturilor maxime anuale: +40°C Temperatura minimă absolută: −40°C Temperatura maximă absolută: +45°C

Tabelul 2.5 *(continuare)*

1	2	3	4
	mitele acțiunii nemijlocite a apei de mare, situate mai la nord de 30° latitudine nordică sau mai la sud de 30° latitudine sudică)		Se caracterizează prin umiditatea ridicată a aerului, conținut ridicat de săruri în aer
6	Zona macroclimatică cu climat tropical marin (Mări, oceane și teritoriile riverane în limitele acțiunii nemijlocite a apei de mare, situate între 30° latitudine nordică și 30° (latitudine sudică)	MT	Media temperaturilor minime anuale: +1°C Media temperaturilor maxime anuale: +45° C Umiditatea aerului nu este mai mică decît în zona macroclimatică cu climat tropical uscat Se caracterizează prin conținut ridicat de sare în aer

NOTĂ: Se admite divizarea zonelor macroclimatice.

Fiecare tip de protecție cuprinde mai multe categorii:

— *categoria 1*, corespunzătoare produselor utilizate în aer liber;

— *categoria 2*, pentru produse folosite în spații exterioare, acoperite și care nu sînt supuse variațiilor bruște ale radiației solare directe și nici precipitațiilor atmosferice;

— *categoria 3*, pentru produsele prevăzute să funcționeze în spații închise și care nu sînt supuse modificărilor sensibile și rapide ale temperaturii mediului, acțiunii radiațiilor solare, precipitațiilor atmosferice și acțiunii nisipului sau prafului.

— *categoria 4*, pentru produsele prevăzute să funcționeze în spații închise, cu condiții climatice reglate artificial (STAS 6692-83).

În conformitate cu considerentele care au stat la baza delimitării macroclimelor pe glob, țara noastră a fost zonată în trei tipuri de climat, așa cum se arată în figura 2.10.

Climatul temperat rece este caracterizat de temperaturi extreme anuale —33°C și +34°C și umiditate relativă 95% la temperaturi pînă la + 23°C.

Climatul temperat cald se distinge prin valori extreme de temperatură —20°C și +35°C și umiditate relativă 95% la temperaturi pînă la +25°C.

Climatul cald-uscat are temperaturile cuprinse între —20°C și +40°C și umiditate relativă 95% la temperaturi pînă la +27°C.

Față de valorile extreme anuale de mai sus, temperatura poate prezenta o abatere de maxim ±5°C în ambele sensuri.

Efectele factorilor climatici, separate sau combinate, asupra elementelor constructive ale traductoarelor sînt multiple și variate și depind în mod direct de particularitățile aplicațiilor. Identificarea și specificarea lor, din punct de vedere teoretic, se poate face numai printr-o analiză detaliată de la caz la caz [16]. În practică evidențierea lor se face pe cale experimentală, prin încer-

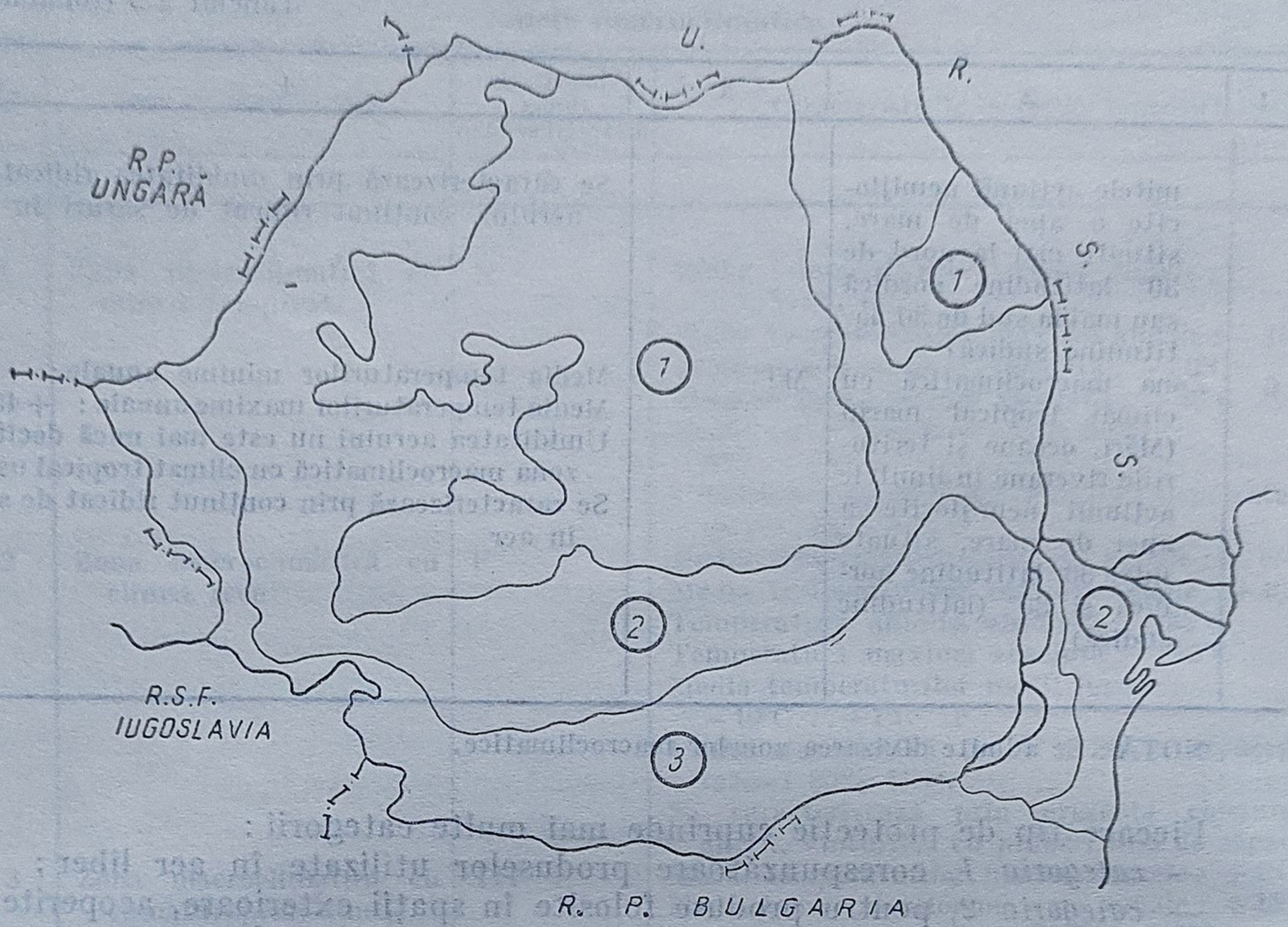


Fig. 2.10. Zonarea climatică a teritoriului R. S. România :
1 — climat temperat rece ; *2* — climat temperat uscat ; *3* — climat temperat cald-uscat.

cări prevăzute în standarde, norme sau documentații de produs care cuprind modalitățile experimentale de verificare și limitele admisibile de variație ale parametrilor funcționali.

2.4.4. Protecția contra exploziilor

Protecția antiexplozivă cuprinde măsurile specifice aplicate în construcția și montarea traductoarelor — îndeosebi a celor electrice sau electronice — cu scopul de a evita aprinderea atmosferei explozive exteriorare de către regimurile de funcționare ale acestora.

Prin atmosferă explozivă se înțelege un amestec de aer cu o substanță inflamabilă sub formă de gaz, vapori, ceață sau praf în astfel de proporții încît, sub acțiunea unei surse de aprindere, poate apare fenomenul de ardere care se menține și se propagă violent (exploziv) în întregul amestec.

Sursele de aprindere pot fi : scînteia sau arcul electric generate de elemente de comutație cu contacte, ruperea conductoarelor, apariția scurtcircuitelor, temperaturi ridicate provocate de supraîncălziri ale componentelor prin efect Joule, scîntei produse pe cale mecanică, etc.

Spațiile în care în condiții normale sau accidentale de exploatare a instalațiilor se poate forma atmosferă explozivă se numesc zone cu pericol de explozie și, după gradul de periculozitate, ele se împart în trei categorii:

— *zona „0"*, în care amestecul exploziv este prezent în mod continuu sau pentru perioade lungi;
— *zona „1"*, în care, în condiții normale de funcționare, poate să apară intermitent amestec exploziv;
— *zona „2"*, în care amestecul exploziv poate fi generat numai în caz de avarie și pentru o perioadă scurtă de timp.

Delimitarea zonelor cu pericol de explozie și reglementările referitoare la instalațiile și echipamentele electrice și electronice de automatizare destinate să funcționeze în aceste zone sînt cuprinse în STAS 9954/1-74, STAS 6877/1-73 și STAS 6877/2...7-74. Aceste reglementări țin cont de gruparea substanțelor inflamabile după energia minimă de aprindere, care este admisă pe plan internațional.

Trebuie subliniat că traductoarele reprezintă una din categoriile de aparatură cel mai frecvent solicitată să funcționeze în zone cu pericol de explozie, datorită necesității de cuplare nemijlocită cu procesul.

Traductoarele destinate să fie utilizate în zonele cu pericol de explozie trebuie să fie protejate, conform STAS 6877/1-73, în următoarele moduri de împiedicare a contactului între sursa de aprindere și amestecul exploziv:

— *Capsulare antideflagrantă* **Ex. d** (STAS 6877/1-74), în care părțile electrice care pot aprinde o atmosferă explozivă sînt introduse într-o carcasă capabilă să suporte o explozie a unui amestec exploziv pătruns în interiorul acesteia, fără să sufere avarii și fără să permită propagarea prin îmbinări sau prin alte căi către exterior.

— *Capsularea presurizată* — **Ex. p** (STAS 6877/2-74), prin care părțile potențial generatoare de explozii sînt introduse într-o carcasă în interiorul căreia este asigurată o atmosferă protectoare prin presurizare cu un gaz inert care face imposibilă pătrunderea atmosferei explozive în interiorul carcasei.

— *Siguranță intrinsecă* — **Ex. i** (STAS 6877/4-74), prin care nici un circuit sau o parte a sa prin care trece un curent electric nu poate aprinde o atmosferă explozivă atît în condiții normale de funcționare, cît și în caz de defect, prin scîntei electrice sau efecte termice. Acest mod de protecție asigură, în cazul circuitelor electrice, imposibilitatea apariției unei scîntei care să posede o energie suficientă pentru aprinderea unui amestec exploziv.

— *Înglobare în nisip* — **Ex. q** (STAS 6877/5-74), prin care părțile capabile să aprindă o atmosferă explozivă prin scîntei sau arcuri electrice sau prin efecte termice sînt închise într-o carcasă înglobată în nisip.

— *Imersiune în ulei* — **Ex. o** (STAS 6877/6-74), în care părțile capabile să aprindă o atmosferă explozivă sînt imersate în ulei, astfel încît arcurile electrice, scînteile sau gazele fierbinți formate sub ulei nu pot declanșa explozii în zona situată deasupra suprafeței uleiului.

— *Siguranță mărită* — **Ex. e** (STAS 6877/7-74), prin care, datorită unor măsuri suplimentare față de cele descrise, se asigură creșterea gradelor de siguranță împotriva producerii de scîntei, arcuri electrice sau încălziri

excesive în interiorul traductoarelor electrice care nu conțin asemenea surse de aprindere a unei atmosfere explozive, în condiții normale de funcționare.

— *Protecție specială* — **Ex. s** (mod de protecție stipulat de standardul vest-german V.D.E.), care se referă la adoptarea altor măsuri suplimentare față de cele descrise anterior în vederea asigurării împotriva aprinderii atmosferei explozive.

Aparatajul electric, inclusiv traductoarele, executate într-unul din modurile de protecție de mai sus pot fi utilizate în zone cu pericol de explozie numai în cazul în care s-au obținut pentru ele certificate de atestare din partea organelor autorizate în acest scop ; pentru R.S. România institutul autorizat este Centrul de Cercetare pentru Securitatea Minieră C.C.S.M. — Petroșani.

În cazurile în care traductoarele se montează pe utilaje cu foc deschis (cuptoare) unde un eventual amestec exploziv s-ar putea aprinde de la flacără, zona respectivă se consideră nepericuloasă. Dacă instalarea se face într-un spațiu închis unde nu există surse de gaze sau vapori inflamabili, sau se menține permanent o suprapresiune printr-o ventilație forțată care introduce aer curent, zona respectivă se tratează de asemenea ca fiind fără pericol de explozie, chiar dacă spațiul respectiv se află situat total sau parțial în interiorul unei zone 1 sau 2.

Specificații detaliate privind alte condiții și proprietăți constructiv-funcționale ale echipamentelor electrice — deci și ale traductoarelor — destinate utilizării în mediu cu pericol de explozie, cum sînt limitele de temperatură de suprafață, substanțele care generează pericol de explozie și energia lor de aprindere, etc., se găsesc în standardele amintite și în [15].

2.4.5. **Protecția anticorosivă**

În anumite aplicații elementele sensibile ale traductoarelor sau părți ale acestora pot veni în contact direct cu diferite tipuri de fluide (acizi, baze, săruri) caracterizate printr-o puternică acțiune corosivă. Pentru a evita corodarea suprafețelor de contact se utilizează fie materiale rezistente la coroziunea agenților respectivi, fie lichide sau gaze de separare necorosive.

Exprimarea intensității acțiunii corosive se face prin pierderea de masă pe unitatea de suprafață de material și oră, pe această bază fiind stabilite cinci grade de coroziune, conform tabelului 2.6.

Tabelul 2.6

Gradele de rezistență la coroziune

Gradul de rezistență la coroziune	1	2	3	4	5
Pierderea de masă $g/m^2 \cdot h$	0,1	0,1...1	1...3	3...10	10

Unele dintre materialele rezistente la coroziune utilizate frecvent în construcția elementelor sensibile și a accesoriilor traductoarelor sînt prezentate în tabelul 2.7.

Tabelul 2.7

Materiale uzuale rezistente la coroziune

Denumirea materialului	Compoziția, %
Silumin	Si 11...13,5 ; Mn 0,3...0,5 ; Al rest
Bronz	Cu 90...80 ; Sn 10...20
Noricor	Aliaj de bronz, fier și aluminiu, turnat
Plumb-Antimoniu	Sb 5...10 ; Pb 95...90
Fontă cenușie	DIN 4086 C 1 ; Cr 28 — feritic
Oțeluri speciale	DIN 4410 C 0,1 ; Cr 18 ; Ni 10 ; Mo 2 — austenitic
Hasteloy B	Ni 61 ; Co 2,6 ; Cr 16 ; Fe 15 ; C 0,05; etc.
Hasteloy C	Ni 54 ; Co 2.5 ; Cr 15,5 ; Mo 16 ; W 4 ; Te 5,5 ; C 0.08 ; etc.
Noricid	Oțel cu Si 15%
Bascodur V 690	Materiale cu rășini fenolice în grafit
Asplit P	
Monel	Ni 67 ; Cu 30 ; Fe 1,4 ; Al 1,6
Duriment	Ni 29 ; Cr 20 ; Cu 3 ; Mo 2 ; Fe rest
Cauciuc	Vulcanizat pentru temperaturi pînă la 85°C
Neopren	Cloropren copolimer, temperaturi pînă la 100°C
Nichel	

În concordanță cu clasificarea din tabelul 2.6, gradele de rezistență la coroziune ale acestor materiale pentru diverse tipuri de fluide agresive sînt tabelate în diverse lucrări din literatura de specialitate [16]. Pentru ilustrare, în tabelul 2.8 sînt cuprinse cîteva exemple.

Dacă și în mediul ambiant în care sînt amplasate traductoarele există posibilitatea unor acțiuni corosive (altele decît cele determinate de factorii climatici) apare necesitatea ca și elementele constructive care vin în contact cu acest mediu să fie executate din materiale rezistente la coroziune corespunzătoare, sau pe suprafețele exterioare să se aplice acoperiri de protecție anticorosivă (galvanizare, vopsire adecvată în straturi multiple, etc.).

2.4.6. Gradele normale de protecție

Traductoarele electrice și electronice — pe lîngă protecțiile speciale descrise în paragrafele precedente, care se aplică în funcție de aplicații — aparținînd categoriei utilajelor electrice, trebuie asigurate și cu o serie de protecții specifice acestor utilaje, cum sînt : protecția persoanelor contra atingerii părților interioare aflate sub tensiune, protecția contra pătrunderii corpurilor

Tabelul 2.8

Substanțe corosive și gradele de rezistență la coroziune ale unor materiale

SUBSTANȚA COROSIVĂ	Condiții de temperatură	Materialele și gradul de rezistență la coroziune														
		Silumin	Bronz	Noricor	PbSb	Fontă cenușie	Oțeluri speciale		Hasteloy B (C)	Noricid	Bascodur V690	Honel	Duriment	Cauciuc vulcanizat	Neopren	Nichel
							DIN 4086	DIN 4410								
Acetaldehidă	20 °C	2	1	1	1	4	1	1		1				2		
	temp. fierbere	2	1	1	1	5	1	1		1				4		
Acid acetic soluție 10%	20°C		3	1	5	4	1	1	1(C)	1	1	2	1	1	2	
	temp. fierbere		4 2	2	5	5	1	1	2(C)	1	1		1	4		
Amestec acizi HNO_3 conc. 1 parte H_2SO_4 conc. 1 parte	20°C	3	5	5	3	5	1	1		1	4			3		
	temp. fierbere		5	5		5		1		1	4					
Amoniu — hidroxid (de)	20°C	1	5	5	3	1	1	1		1	1					
	temp. fierbere	1	5	5	3	3	1	1		2	1					
Anilină	20°C	2	4	4		2	1	1	2(C)	1	1				2	
	temp. fierbere	3	5	5		2	1	1		1	1					
Acid azotic conc. 10%	20°C	5	5	5	5		1	1		1	3		1	3		
	temp. fierbere	5	5		5		1	1		2	3		2	4		
Apă de mare	20°C		1	1	1	3		1		1	1			1		
Benzen	—	1	1	1	1	1	1	1	2	1	1			5	3	
Calciu — clorură (de)	70...100°C		1	1	2	2	1	1	1	2	1	2	2	1		
Carbon — bioxid (de) în apă	20°C	1	2	2	2	2	1	1		1	1			2		
Carbon — sulfură (de)	20°C	1	2	2		1		1						5		
Carbon — tetraclorură (de)	temp. de fierbere		1	1	1	1	1	1		1	1			5		
Clor uscat	20°C			2	1	1	1	1		1	1			1		
umed				5	3	5		4		2	1			1		

Cupru sulfat (de)	20°C	5	2	3	2	3	1	1	1(C)	2	1		1	1	1	
Ferică — clorură soluție saturată	100°C		5	4	2	5	3	4	2(C)	5	1			1	2	
Fenol (acid carbonic cu 90% 90% fenol)	20°C	1	1	1	2	3	1	1 1	2(C)	1	4	1	1	5		
Formaldehidă soluție 40%	20°C	2	1	1	1	1	1	1	2(C)	1	1			1		
	temp. de fierbere	2			3	4	1	4 1	2(C)		1					
Grași — acizi (steric, deric, palmitic)	50°C	1		1			3	4	1	1	1			1	2	
	100°C						1	1	1	1	4	1	1	5		1
Lactic — acid	20°C	3	2	2	1	4	1	1	2(C)	1	1	1	1	2		
	temp. de fierbere						1	1	2(C) 1	1	1 5	1	1	3	1	
Mercurică — clorură soluție în apă 0.7%	20°C	5	5	5	5	5	1	1	1				1	1		
Mercur	—	5	5	5	5	1		1	1(C)	1			2			
Nitroze (soluție de acid sulfonitric în H_2SO_4	20°C	5		5	2	2		2 1		1			2 2			
Petrol, parafine, produse petroliere	20°C	1	1	1	1			2 1		1	1			1		1
Potasiu hidroxid (de) 50%. $\rho = 1{,}54$	20°C	5	2	3	5	1		1	2(C)	1	5			4		
	temp. de fierbere	5			2		1	1	2(C)	2	1 2	1	1	1	2 1	1
Saramură industrială	20°C		2	1		3	1	1		1	1			1	1	
	temp. de fierbere	5		—	2		1	1		1	1			1	1	
Săpun	—	3	1	1		1	1	1	1(C)	4		1	2	1	1	1
Sodiu — carbonat (de) soluție saturată	20°C	5	1	1	4	1	1	1	1	1	1			1	1 1	
Sodiu — hidroxid (de) soluție 20%, $\rho = 1{,}23$	20°C	5	1	1	5	2	1	1	1	2	1	2	1	1	2 1	2
Sulfuric — acid 10...85%	20°C				2		1	1	2	2	3	1	1		1	
	80°C				2				2	2		2				
Sulfuros — acid soluție saturată	20°C		3	2	1	5			2	4		3				
	135°C		4	3	1	5	3	1	2		1			1		
Uleiuri vegetale minerale	20°C	1	1	1	2	1	4	1		1						
Zinc — clorură (de) soluție	20°C	3	2	2	1	4	1	1		1				5	1	
Zinc — sulfat (de) soluție saturată	20°C		1	1	2	5	1	1	2	1	1	2	1	1	1	2

străine solide, protecția contra pătrunderii apei, protecția contra deteriorărilor mecanice. Aceste protecții sînt stipulate în STAS 5325-79, care stabilește așa-numitele *grade normale de protecție* pentru produse electrotehnice (inclusiv traductoare).

Gradele normale de protecție sînt simbolizate prin literele IP urmate de două sau trei cifre avînd următoarele semnificații :

— prima cifră simbolizează gradul de protecție al persoanelor contra atingerii părților interioare aflate sub tensiune și în mișcare, precum și protecția utilajului contra pătrunderii corpurilor solide străine ; se disting din acest punct de vedere 7 grade de protecție conform tabelului 2.9 ;

Tabelul 2.9

Protecția persoanelor contra atingerii părților interioare aflate sub tensiune sau în mișcare și contra pătrunderii corpurilor străine solide

Gradul de protecție		Simbolizare prin prima cifră
Fără protecție		0
Protejare contra corpurilor solide cu dimensiuni mai mari de:	50 mm	1
	12 mm	2
	2,5 mm	3
	1 mm	4
Protejare contra prafului	parțial	5
	total	6

— a doua cifră indică protecția contra pătrunderii apei și sub acest aspect există 9 grade de protecție prezentate în tabelul 2.10 ;

Tabelul 2.10

Protecția contra pătrunderii apei

Gradul de protecție	Simbolizare prin a doua cifră
Fără protecție	0
Protejare contra picăturilor de apă de condensație	1
Protejare contra picăturilor de apă care cad sub un unghi de maxim 15° cu verticala	2
Protejare contra apei de ploaie	3
Protejare contra stropirii cu apă	4
Protejare contra jeturilor de apă sub presiune	5
Protejare corespunzător condițiilor de pe punțea navelor	6
Protejare contra efectelor imersiei în apă	7
Utilajul submersibil	8

— a treia cifră precizează protecția împotriva deteriorărilor mecanice, care cuprinde 6 grade detaliate în tabelul 2.11.

Tabelul 2.11

Protecția contra deteriorărilor mecanice

Gradul de protecție (condiții de solicitare mecanică)			Simbolizare prin a treia cifră
Masa berbecului (kg)	Înălțime de cădere (cm)	Cursa pe orizontală a berbecului de lovire (cm)	
—	—	—	0
0,15	40	80	1
0,5	40	80	2
1,5	40	80	3
5	40	80	4
15	40	80	5

Pentru traductoarele electrice protejate suplimentar contra intemperiilor se intercalează litera W între IP și cifrele care urmează. Aceasta înseamnă că pătrunderea ploii, zăpezii și a particulelor în suspensie din aer sînt reduse la valori care nu perturbă funcționarea lor corectă.

2.4.7. Efectele șocurilor și vibrațiilor mecanice. Modalități de încercare și asigurare a rezistenței împotriva acestor efecte

În timpul funcționării sau pe durata transportului traductoarele pot fi supuse unor vibrații sau șocuri mecanice. Acțiunea vibrațiilor se exercită îndeosebi la montarea traductoarelor în instalații sau direct pe agregate care au în co ponența lor mașini de mare putere. Șocurile pot apare mai ales în cazurile unor obiecte mobile terestre, maritime sau aerospațiale sau pot fi generate de fenomene seismice.

Vibrațiile mecanice au efecte, în principal, asupra rigidizării structurilor mecanice, asupra mecanismelor de cuplare și organelor de fixare. Totodată, ele pot influența contactele electrice și pot provoca ruperi ale conductoarelor. Dacă vibrațiile au frecvență variabilă, pericolul maxim îl prezintă posibilitatea ca frecvența acestora să coincidă cu frecvența proprie de oscilație a structurilor mecanice, ceea ce determină fenomenul de rezonanță. Șocurile reprezintă de asemenea factori care pot conduce la deteriorări ale părților mecanice, mai ales atunci cînd acestea sînt mobile, precum și la degradări ale părților electronice (deplasări sau smulgeri ale plachetelor, circuitelor, etc.).

Măsurile care se iau pentru asigurarea traductoarelor împotriva acestor efecte constau în rigidizarea corespunzătoare a pieselor componente și subansamblurilor, alegerea unor jocuri optime pentru piesele mobile, reducerea momentelor de inerție și echilibrarea corectă a părților care execută mișcări de rotație, utilizarea unor elemente speciale de amortizare, miniaturizarea și compactizarea produselor etc.

Verificarea și atestarea rezistenței traductoarelor la acțiunea vibrațiilor și șocurilor se face prin încercări. Condițiile generale de efectuare a încercărilor și de constatare a rezultatelor sînt cuprinse în seria de standarde STAS 8393/70. Anumite cerințe specifice sînt precizate în normele tehnice de produs.

Încercările la vibrații mecanice se fac în regim sinusoidal, cu variații continue sau discrete ale frecvenței, pentru anumite amplitudini și durate ale încercării de anduranță care definesc gradele de severitate ale încercării (STAS 8393/19-70).

În alegerea gradelor de severitate și a metodelor de încercare se va ține seama de particularitățile aplicațiilor. Pentru exemplificare, în Registrul Naval Român 39—78/4 încercarea de determinare a stabilității produselor inclusiv a traductoarelor — supuse la vibrații mecanice cu variație continuă a frecvenței se prevede a se efectua în următoarele condiții :

— gama de frecvențe de excitație	5...30 Hz
— domenii de amplitudine pe subgame de frecvență	2,5 mm pentru 5...10 Hz 0,6 mm pentru 10...20 Hz 0,3 mm pentru 20...30 Hz
— durata variației continue a frecvenței, pe o subgamă	cel puțin 2 min
— durata de încercare la fiecare poziție a produsului pe masa de vibrație	cel puțin 6 min
— durata de încercare la fiecare frecvență de rezonanță sau la frecvența la care efectul perturbator este maxim	cel puțin 2 ore

În ceea ce privește încercarea la șocuri mecanice nerepetitive, gradele de severitate sînt date de combinarea accelerațiilor maxime cu duratele impulsurilor (STAS 8393/16-70). Dacă nu se prevede altfel în norma de produs, verificările se efectuează cu impulsuri de tip dinte de fierăstrău cu vîrful de formă trapezoidală sau semisinusoidală.

2.5. Fiabilitatea traductoarelor

— În funcționarea pe termen lung apar situații în care informațiile de măsurare furnizate de traductoare sînt afectate de erori grosiere sau intervin întreruperi ale furnizării semnalului de ieșire. Aceste situații, care determină abateri inadmisibile de la caracteristicile statice și dinamice, sînt denumite *defecte* sau ieșiri din funcțiune (prin asemănare cu aparatele de măsurat, uneori se numesc și ieșiri din clasa de precizie). Cauzele defectelor sînt extrem de variate și imprevizibile, astfel încît apariția lor are caracterul de proces aleator și caracterizarea se poate face numai în termeni de probabilitate.

Proprietatea ca traductorul să funcționeze în limitele indicatorilor săi de performanță, adică fără defecte, un interval de timp cît mai îndelungat, definește în sens larg *fiabilitatea*. Ținînd cont de funcția de măsurare pe care o îndeplinește traductorul, proprietatea definită anterior (valabilă în general pentru orice produs) este denumită și fiabilitate metrologică.

Dacă unui traductor i se pot preveni, depista și înlătura defecțiunile, se spune că acesta are proprietatea de *reparabilitate*. Proprietatea ca după efectuarea reparațiilor să-și recapete integral capacitatea de funcționare se numește *restabilire*.

Intervalul de timp în care un traductor își păstrează capacitatea de funcționare în limitele toleranțelor admise — cu pauzele necesare pentru întreținere și reparații — constituie *durata sa de funcționare*.

Fiabilitatea înglobează funcționarea fără defecțiuni, restabilirea și durata de funcționare. În evaluarea fiabilității traductoarelor, la fel ca și pentru alte elemente sau dispozitive, se disting : fiabilitatea precalculată (previzională), fiabilitatea tehnică (nominală) și fiabilitatea operațională.

Fiabilitatea precalculată este aceea care se determină pornind de la concepția aparatului, de la datele asupra componentelor, pieselor și materialelor pe care le înglobează și de la condițiile de utilizare.

Fiabilitatea tehnică reprezintă fiabilitatea rezultată în urma încercărilor, în condiții de fabrică și în anumite regimuri normate.

Fiabilitatea operațională este cea determinată în condiții reale de exploatare sub acțiunea complexă a factorilor interni și externi corespunzători.

Evaluarea cantitativă a fiabilității, dat fiind multitudinea factorilor ce trebuie luați în considerare, constituie o problemă complexă care a condus la exprimarea mai multor parametri de fiabilitate expuși pe larg în literatura de specialitate [14], [15].

Foarte frecvent, drept măsură cantitativă a fiabilității se consideră *probabilitatea funcționării fără defecțiuni* în decursul unui interval de timp t, în condiții date. Intervalul de timp T în care traductoarele funcționează fără defecte, potrivit condițiilor menționate, constituie o variabilă aleatoare denumită *timp de funcționare fără defecțiuni* (timp de bună funcționare).

Evaluarea timpului de bună funcționare T se poate face în sens probabilistic conform relației :

$$\text{Prob}\ (T < t) = F\ (t) \tag{2.57}$$

unde $F(t)$ este funcția de repartiție de probabilitate a variabilei aleatoare T. Ea reprezintă probabilitatea de defectare în intervalul de timp t.

În aceste condiții probabilitatea ca traductorul să funcționeze corect în intervalul de timp t se exprimă prin :

$$\text{Prob}\ (T > t) = 1 - F(t) = R(t) \tag{2.58}$$

în care $R(t)$ este *funcția de fiabilitate*.

Funcția $R(t)$ poate fi determinată experimental prin observații asupra unui număr N_0 de aparate pe un interval de timp. Dacă se constată că N_t aparate nu au suferit defecțiuni în intervalul respectiv, se deduce o estimație a funcției de fiabilitate

$$\hat{R}(t) = \frac{N_t}{N_0} \tag{2.59}$$

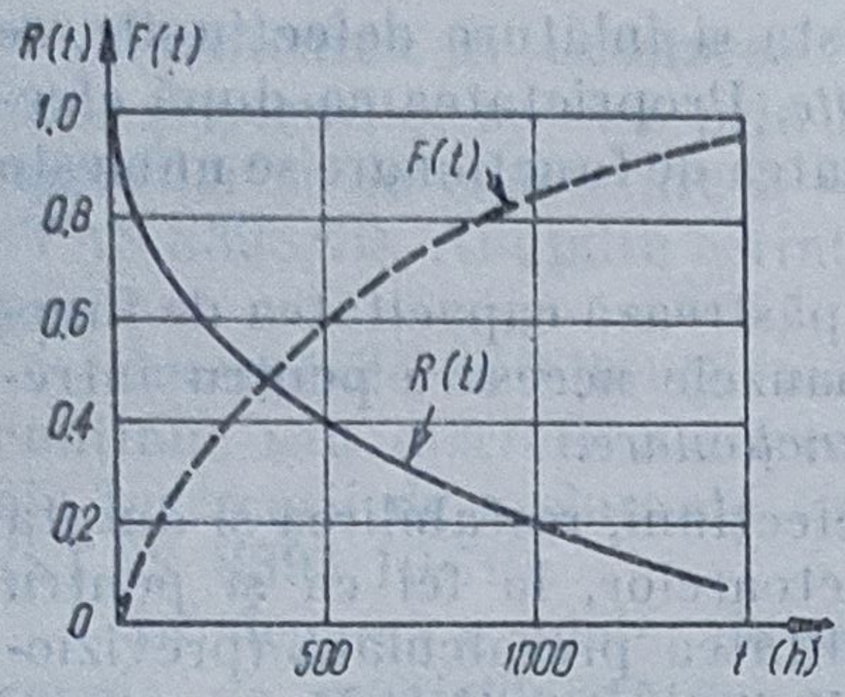


Fig. 2.11. Reprezentarea grafică a funcției de fiabilitate $R(t)$ și a celei de defectare $F(t)$.

Prin repetarea experimentărilor pentru diverse valori ale timpului t se poate obține o serie de valori $R(t)$ care permite reprezentarea grafică a funcției de fiabilitate sub forma unei curbe avînd alura celei din figura 2.11. Pe același grafic s-a trasat și curba corespunzătoare funcției complementare de defectare $F(t)$.

Dacă N_0 este suficient de mare, valorile estimate $\hat{R}(t)$ tind către valorile reale ale funcției de fiabilitate $R(t)$,

$$R(t) = \lim_{N_0 \to \infty} \frac{N_t}{N_0} \tag{2.60}$$

În afara funcției $R(t)$ se mai utilizează în mod frecvent în exprimarea fiabilității și alți indicatori, cum sînt : *frecvența de apariție a defectelor* $f(t)$, *media timpului de bună funcționare* MTBF și *intensitatea de apariție a defectelor* $\lambda(t)$.

Frecvența de apariție a defectelor $f(t)$ poate fi estimată experimental raportînd numărul de defecțiuni $\Delta N = N_{t+\Delta t} - N_t$ care apar într-un interval de timp Δt la lotul de aparate N_0

$$\hat{f}(t) = \frac{\Delta N}{N_0 \Delta t} \tag{2.61}$$

Pentru $N_0 \to \infty$ și $\Delta t \to 0$ se deduce, ținînd seama de (2.58) și (2.61), frecvența reală de apariție a defectelor, sub forma :

$$f(t) = \frac{\mathrm{d}F(t)}{\mathrm{d}t} = -\frac{\mathrm{d}R(t)}{\mathrm{d}t} \tag{2.62}$$

Se observă din relația precedentă că $f(t)$ este dată de densitatea de repartiție de probabilitate a timpului de bună funcționare. Cunoscînd $f(t)$, se poate determina media timpului de bună funcționare

$$\mathrm{MTBF} = \int_0^\infty t\, f(t)\, \mathrm{d}t = \int_0^\infty t\, R'(t)\, \mathrm{d}t \tag{2.63}$$

Din ultima relație, integrînd prin părți și ținînd seama că $R(t) \to 0$ pentru $t \to \infty$, rezultă

$$T_0 = \mathrm{MTBF} = \int_0^\infty R(t)\, \mathrm{d}t \tag{2.64}$$

Intensitatea de apariție a defectelor $\lambda(t)$ sau rata defectărilor, cum se mai numește, se estimează experimental prin împărțirea numărului de defecte ΔN la intervalul de timp Δt și la N_t numărul de elemente aflate în funcțiune la momentul t,

$$\hat{\lambda}(t) = \frac{\Delta N}{N_t \Delta t} \tag{2.65}$$

Relația (2.65) se mai poate pune sub forma

$$\hat{\lambda}(l) = \frac{\Delta N}{N_0 \Delta l} \frac{N_0}{N_l} \tag{2.66}$$

și dacă $N_0 \to \infty$ și $\Delta l \to 0$, se găsește expresia teoretică pentru intensitatea reală de apariție a defectelor

$$\lambda(l) = \frac{f(l)}{R(l)} = -\frac{R'(l)}{R(l)} \tag{2.67}$$

Rata defectării $\lambda(l)$ se definește și ca fiind densitatea de repartiție a defectării la momentul l, condiționată de faptul că aparatul respectiv a funcționat fără defecțiuni pînă la momentul considerat.

Dacă este cunoscută intensitatea de defectare $\lambda(l)$, din (2.67) se poate calcula imediat funcția de fiabilitate

$$R(l) = e^{-\int_0^l \lambda(l)\, dl} \tag{2.68}$$

În cazul în care $\lambda(l) = \lambda$ este constantă, rezultă

$$R(l) = e^{-\lambda l} \tag{2.69}$$

ceea ce conduce la o repartiție exponențială pentru funcția de fiabilitate. Pentru același caz, media timpului de bună funcționare devine

$$T_0 = \text{MTBF} = \int_0^\infty e^{-\lambda l}\, dl = \frac{1}{\lambda} \tag{2.70}$$

și astfel

$$R(l) = e^{-\frac{l}{T_0}} \tag{2.71}$$

Probabilitatea ca timpul de funcționare fără defecțiuni T să fie egal cu T_0 este $R(T_0) = e^{-1} = 0{,}37$. Această probabilitate are semnificația unui nivel de încredere. Ca urmare, se pot deduce pentru diverse valori T nivelele de încredere corespunzătoare.

După cum s-a văzut există o interdependență între indicatorii de fiabilitate definiți, astfel că normarea unora dintre aceștia permite evaluarea și a celorlalți. Din motive de comoditate se admite pentru funcția de fiabilitate repartiția exponențială cu λ constant.

În realitate, pe baza datelor experimentale, $\lambda(l)$ variază în timp ca în figura 2.12, deosebindu-se trei zone. Prima zonă corespunde așa-numitei perioade de tinerețe (rodaj) a aparatelor, în cadrul căreia unele ies din funcțiune datorită unor defecțiuni de fabricație nedepistate la control. Cea de a doua zonă este cea de funcționare normală, cînd rata defectărilor este practic constantă și deci este valabilă repartiția exponențială. Zona a treia reprezintă perioada de îmbătrînire sau de uzură, cînd aparatele încep să se defecteze într-o proporție tot mai ridicată, deci rata de defectare crește.

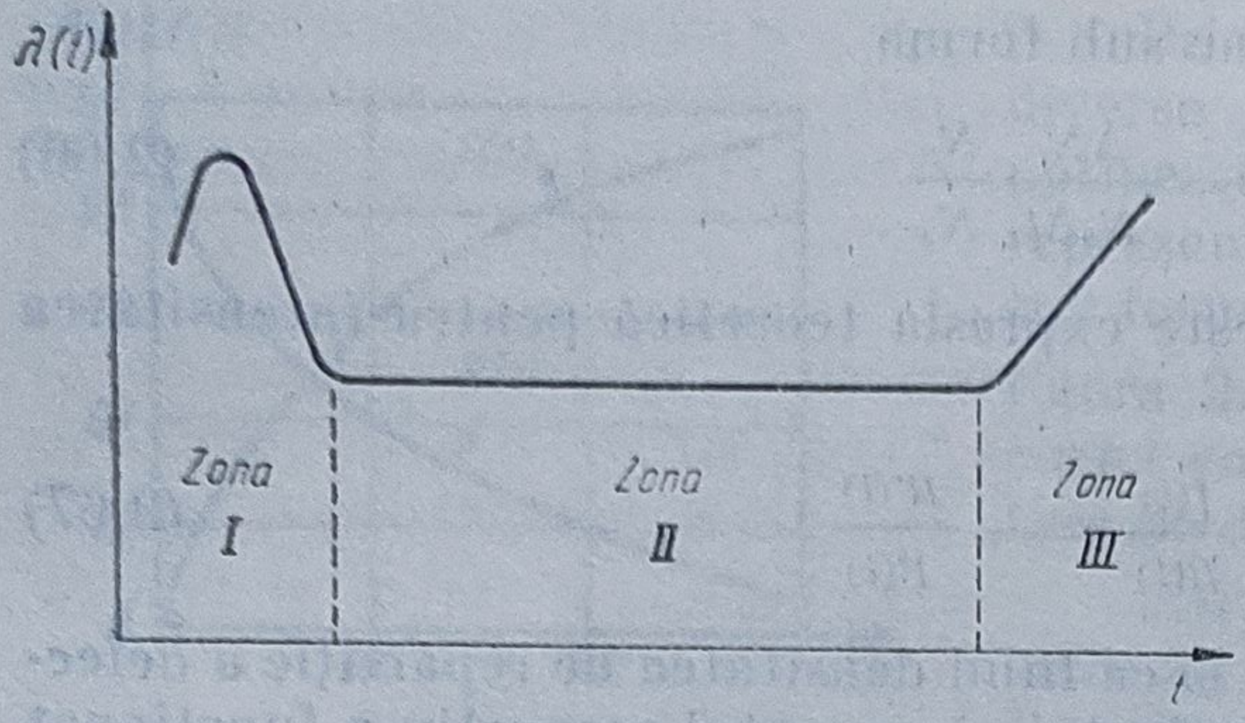


Fig. 2.12. Variația ratei de defectare $\lambda(t)$ dedusă experimental.

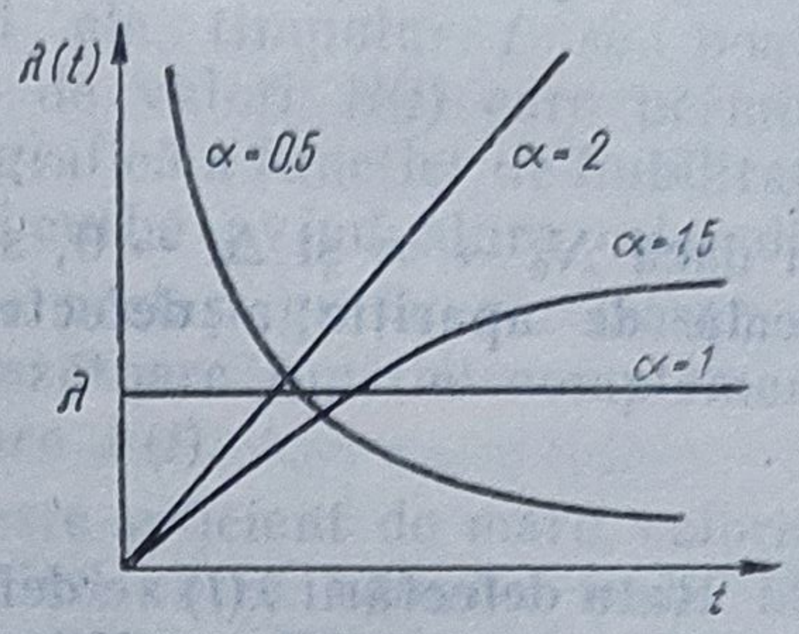


Fig. 2.13. Variația ratei de defectare $\lambda(t)$ în cazul repartiției Weibull.

Prelucrarea statistică a rezultatelor a arătat că în afara repartiției exponențiale, în studiul fiabilității este indicat să se utilizeze și repartiția normală și mai ales repartiția Weibull, care este de forma :

$$R(t) = e^{-\lambda t^{\alpha}} \tag{2.72}$$

și pentru care rata defectării este variabilă în timp

$$\lambda(t) = \alpha \lambda t^{\lambda - 1} \tag{2.73}$$

Reprezentarea grafică a relației (2.73), cu α ca parametru, este dată în figura 2.13.

Pentru $\alpha = 1$ repartiția Weibull coincide cu cea exponențială, iar pentru $\alpha = 3{,}25$, cu cea normală.

În tabelul 2.12 sînt date clasele de fiabilitate stabilite prin norme și valorile corespunzătoare ale indicatorilor de fiabilitate.

Tabelul 2.12

Clasele de fiabilitate

Clasa \ Indicatori	t	$R_{min}(t)$	$\lambda_{max}\ 10^6\ h^{-1}$	$MTBF_{min}$
R_I	12 000	0,96...0,94	3... 5	330 000...200 000
R_{II}	8 000	0,96...0,92	5... 10	200 000...100 000
R_{III}	5 000	0,96...0,90	10... 21	100 000... 47 600
R_{IV}	2 000	0,96...0,85	21... 81	47 600... 12 300
R_V	500	0,96...0,80	81...446	12 300... 2 240

Este de observat faptul că fiabilitatea traductoarelor este deosebit de importantă, dat fiind supravegherea mai redusă de către operatori a echipamentelor de automatizare. În plus, o analiză atentă a influenței fiabilității ele-

mentelor componente ale unui circuit închis asupra sistemului în ansamblu, arată că orice derivă de parametru a elementelor de pe legătura de reacție, deci acolo unde se află plasat traductorul, se transmite asupra ieșirii cu o pondere mult mai importantă decît în cazul elementelor de pe legătura directă.

Parametrii cei mai frecvent utilizați sînt λ și T_0. Valorile lor au o dispersie foarte mare, întrucît depind de numeroși factori.

Pentru traductoare, ținînd seama că ele sînt plasate direct în instalații, uneori în aer liber (în „cîmp"), se admite $T_0 = 10\,000$ ore, cu un nivel de încredere de 90%.

Bibliografie

1. *Ionescu G. ș.a.* **Traductoare. Principii și metode de proiectare.** Tipografia IPB 1980.
2. *Norton H. N. (ed).* **Handbook of Transducers for Electronic Measuring Systems.** Prentice Hall Inc., Englewood Clifts NJ, 1969.
3. *Sydenham P. H. (ed).* **Handbook of Measurement Science.** Vol. I, John Wiley and Sons, 1982.
4. *Florea S., Ionescu V.* **Automatica. Concepte și problematică.** Tipografia IPB, 1984.
5. *Agheikin D.I., Kostina E. N., Kuznețova N.N.* **Datciki kontrolia i regulirovania.** Izd. 2 Masinostroenie, Moscova, 1965.
6. *Lion K. S.* **Trandsucers. Problems and prospects.** IEEE Trans. IECI — 16 (1969), 2—5.
7. *Neubert H.K.P.* **Instrument Transducers.** Clarendon Press, Oxford, 1975.
8. *Hofmann D.* **Handbuch Messtechnik und Qualitätssicherung.** 2 Aufl VEB Verlag Technik, Berlin 1981.
9. *Bozicevici J. (ed).* **Maintenance and Calibration of Instruments in Industry.** Institute for Developing Countries, Zagreb 1983.
10. *Millea A.* **Măsuri electrice. Principii și metode.** Ed. Tehnică, București, 1981.
11. *Considine M. D.* **Encyclopedia of Instrumentation and Control.** Mc. Graw Hill Book Co, New York, 1971.
12. *Solodovnicov V. V.* **Tehniceskaia Kibernetica. Ustroistva i elementi sistem avtomaticeskovo regulirovania i upravlenia. Kniga 1.** Mașinostroenie, Moscova 1973.
13. *Profos P. (ed)* **Industriellen Messtechnik.** Vulkan-Verlag, Essen 1974.
14. *Mihoc Gh., Muja A., Diaicu E.* **Bazele matematice ale teoriei fiabilității.** Ed. Dacia, Cluj-Napoca, 1976.
15. *Hohan I.* **Tehnologie și fiabilitate.** Ed. Didactică și Pedagogică, 1983.
16. *Bivolaru L.* **Montarea instalațiilor de automatizare.** Vol. I, Ed. Tehnică, București, 1978.
17. *Pop E., Stoica V.* **Principii și metode de măsurare numerică.** Ed. Facla, Timișoara, 1977.
18. *Bassière M., Gaignebet E.* **Métrologie générale, théorie de la mesure, les intruments et leurs emploi.** Paris, Dunod, 1966.
19. *Tiron M.* **Prelucrarea statistică și informațională a datelor de măsurare.** Ed. Tehnică, București, 1977.
20. *Wiener U.* **Noțiuni de teoria măsurării.** Litografia ASE, București, 1977.
21. *Sămpăleanu M.* **Circuite pentru conversia datelor.** Ed. Tehnică, București, 1980.
22. *Iliescu C. ș.a.* **Măsurări electrice și electronice.** Ed. Didactică și Pedagogică, București, 1983.
23. *Nicolau E. (coord).* **Manualul inginerului electronist.** Vol. I, **Măsurări electronice,** Ed. Tehnică, București, 1979.
24. * * * **Legea metrologiei nr. 27/1978.**
25. * * * **Colecția STAS.**
26. *Micu C. ș. a.* **Aparate și sisteme de măsurare în construcții de mașini.** Editura Tehnică 1980.

Capitolul 3

Componentele principale ale traductoarelor Elemente sensibile și adaptoare

În scopul de a oferi o privire de ansamblu asupra principalelor elemente componente ale traductoarelor utilizate în automatizările industriale, în acest capitol vor fi prezentate cele mai importante tipuri de elemente sensibile și adaptoare. Se vor avea în vedere aspectele de principiu, comune unor categorii largi de traductoare, evidențiindu-se posibilitățile de aplicare ale unor aceleași tipuri de elemente sensibile și adaptoare pentru diverse mărimi fizice.

Ele se vor regăsi tratate detaliat, cu particularizările corespunzătoare, în capitolele următoare dedicate fiecărei mărimi. De asemenea, avînd în vedere aspectele specifice, și celelalte elemente componente auxiliare urmează a fi abordate în cadrul acelorași capitole.

3.1. Elementele sensibile ale traductoarelor electronice

Elementele sensibile constituie partea cea mai diversificată a traductoarelor, ele fiind acelea care permit detectarea mărimii de măsurat din întreg ansamblul de mărimi care acționează în mediul înconjurător, rejectînd sau reducînd la un minimum acceptabil influența celorlalte.

Dat fiind numărul și marea varietate a mărimilor care intervin în procesele automatizate și care trebuie măsurate cu ajutorul traductoarelor, rezultă în mod firesc necesitatea unei multitudini de tipuri de elemente sensibile corespunzătoare acestor aplicații. Din aceste considerente, elementele sensibile sînt cele luate în considerare într-o serie de clasificări ale traductoarelor, dintre care apar ca mai importante următoarele două :

a) După principiul de conversie a mărimii fizice aplicate la intrare, elementele sensibile se împart în *parametrice* și *generatoare*.

b) După natura mărimii fizice de măsurat, ele sînt clasificate în tipuri ce poartă denumirea domeniului de aplicație (de exemplu : elemente sensibile pentru deplasare, viteză, forță etc.).

Primul mod de clasificare este important pentru studiul general al traductoarelor, pentru evidențierea fenomenelor fizice care stau la baza conver-

siei mărimii de măsurat într-un anumit tip de mărime electrică, fapt care impune alegerea corespunzătoare a circuitelor de intrare și chiar a structurii adaptorului.

Cea de-a doua clasificare este legată mai mult de aspectele concrete de utilizare și este importantă îndeosebi pentru specificarea performanțelor și adoptarea în consecință a tipului de element sensibil adecvat pentru o anumită aplicație dată.

3.1.1. Elemente sensibile de tip parametric

Elementele sensibile *parametrice* sau *modulatoare* sînt utilizate în cazul cînd mărimea de măsurat este o mărime pasivă, adică nu are asociată o putere suficientă, sau fenomenul fizic pe care se bazează conversia nu permite obținerea directă a unui semnal electric.

Denumirea de elemente sensibile parametrice provine de la faptul că mărimea de intrare (neelectrică) determină variația proprietăților de material, care sînt în principal de natura unui parametru electric de circuit — rezistivitate, inductivitate, capacitate sau combinații ale acestora.

Punerea în evidență a variațiilor unor asemenea parametri implică necesitatea unei surse de energie auxiliară. Această sursă generează de regulă o tensiune sau un curent electric constant, a cărui valoare este modulată de variația parametrului respectiv, obținîndu-se astfel un semnal electric ale cărui variații reproduc pe cele ale mărimii de măsurat.

Posibilitățile de conversie a unor mărimi de natură neelectrică — din cele mai variate domenii — mecanică, căldură, procese chimice, radiații etc. — se datorează legilor fizice care exprimă dependența parametrilor menționați, la anumite materiale conductoare, semiconductoare, sau dielectrice, de asemenea mărimi. Pentru a ilustra asemenea posibilități este suficient a se reaminti următoarele relații fundamentale:

— Rezistența electrică a unui conductor omogen

$$R = \rho \frac{l}{s} \tag{3.1}$$

unde ρ este rezistivitatea, l — lungimea și s — secțiunea conductorului.

— Inductivitatea proprie a unei bobine (considerînd circuite magnetice liniare)

$$L = \frac{N^2}{\sum_{k=1}^{n} \frac{l_k}{\mu_k S_k}} \tag{3.2}$$

unde N este numărul de spire al bobinei, l_k, μ_k și S_k fiind lungimea, permeabilitatea magnetică și secțiunea diverselor medii care alcătuiesc circuitul magnetic al bobinei.

— Capacitatea unui condensator plan cu armături paralele

$$C = \frac{\varepsilon S}{d} \tag{3.3}$$

unde ε este permitivitatea dielectricului, S este suprafața comună a armăturilor, iar d este distanța dintre acestea.

Se poate observa ușor posibilitatea influențării valorilor acestor parametri prin modificări geometrice (lungime, secțiune), găsindu-se astfel aplicații în măsurarea deplasărilor, nivelului, grosimii, controlului dimensional etc.

Prin asocierea lor cu unele componente auxiliare, de natură mecanică, de exemplu mase, elemente elastice, amortizoare, ele pot deveni sensibile și la alte mărimi de intrare, cum sînt forțele, accelerațiile, vibrațiile.

De asemenea, se cunosc o serie de fenomene fizice potrivit cărora anumite mărimi din relațiile de definiție menționate, cum sînt rezistivitatea, permeabilitatea magnetică sau permitivitatea dielectrică, pot fi făcute dependente de variațiile unor mărimi externe. Pe baza acestor fenomene, utilizarea elementelor sensibile parametrice poate fi extinsă și la mărimi cum sînt temperatura, umiditatea, concentrații de substanțe, cîmpuri magnetice etc.

O sinteză succintă a acestor posibilități este prevăzută în tabelul 3.1. Scopul acestui paragraf fiind acela de a releva numai principiile elementelor sensibile parametrice, pentru detalii se va consulta literatura de specialitate [1], [3] precum și capitolele următoare.

Tabelul 3.1

Clasificarea elementelor sensibile electrice de tip parametric

Tipul elementului sensibil parametric (parametrul electric variabil)	Fenomenul fizic pe care se bazează conversia	Aplicații (mărimi măsurate)
Rezistiv (R)	Variația lungimii conductorului (sau a numărului de spire ale unui rezistor bobinat)	— deplasări liniare și unghiulare — grosime — nivel
	Variația rezistivității cu temperatura (termorezistențe, termistoare)	— temperatură — umiditate gaze — concentrație amestec gaze — viteză gaze (debit) — vacuum
	Variația rezistivității sub acțiunea cîmpului magnetic (efect Gauss)	— cîmp magnetic — inducție
	Variația rezistivității sub acțiunea radiațiilor (fotorezistențe, fotoclemente)	— intensitate luminoasă — flux luminos — deplasări (prin modulația fluxului de radiații)
	Variația lungimii secțiunii și rezistivității prin intermediul unui element elastic deformabil (tensorezistențe; piezorezistențe)	— forță — presiune
	Variația rezistivității prin procese chimice	— concentrație — umiditate

Tabelul 31 (continuare)

Tipul elementului sensibil parametric (parametrul electric variabil)	Fenomenul fizic pe care se bazează conversia	Aplicații (mărimi măsurate)
Inductiv (L) ***Obs.*** **În anumite variante constructive parametrul variabil este inductivitatea mutuală între două bobine (L_{12})**	Variația lungimii, secțiunii sau permeabilității unor porțiuni din circuitul magnetic prin deplasarea unei armături feromagnetice (intrefier variabil, miez mobil) Idem, prin asociere cu elemente elastice, amortizoare, mase Variația permeabilității magnetice sub acțiunea unor forțe (magneto-stricțiune)	— deplasări liniare și unghiulare — dimensiuni piese — grosime — nivel — accelerație — viteză — vibrații — forță — presiune
Capacitiv	Variația distanței sau a suprafeței comune a armăturilor prin deplasare Idem prin asociere cu un element elastic Variația permitivității dielectricului	— deplasări liniare sau unghiulare — presiune — altitudine — nivel — grosime — umiditate (solide)

Elementele sensibile parametrice R, L, C necesită în mod evident surse de curent sau tensiune electrică, dar printr-o proiectare îngrijită consumurile energetice pot fi reduse la valori minime (fracțiuni de watt). Pe de altă parte, ele permit asigurarea unor sensibilități și precizii înalte tocmai datorită consumurilor energetice reduse de la mărimile de măsurat. Ca urmare a largilor posibilități pe care de oferă privind gama de mărimi și domeniul de variație al acestora, elementele sensibile parametrice cunosc o largă răspîndire.

3.1.2. Elemente sensibile de tip generator

Elementele sensibile de tip *generator* sau *energetice* sînt utilizate în cazul mărimilor active, adică a acelor mărimi care au asociată o putere ce poate fi utilizată pentru conversie fără a afecta valoarea mărimii măsurate. În aceste cazuri nu mai sînt necesare sursele de energie auxiliare, elementul sensibil fiind de așa natură încît, sub acțiunea mărimii de intrare, el furnizează la ieșire un curent, o tensiune sau o sarcină electrică avînd variații dependente de intrare. În principiu, aceste mărimi ar putea fi utilizate ca atare drept semnale de ieșire din traductor, întrucît o parte din puterea de la intrare este transferată ler prin procesul de conversie, ceea ce explică denumirile de mai sus. În scopul de a influența cît mai puțin mărimile de măsurat, puterea preluată de la acestea trebuie să fie cît mai redusă, astfel că, în practică, pentru asigurarea unor performanțe ridicate și pentru a permite o bună

adaptare de impedanţă cu circuitele receptoare din echipamentele de automatizare, pentru adaptoare sînt necesare surse de energie chiar şi în cazul elementelor sensibile generatoare.

Există o mare varietate de fenomene fizice pe care se bazează realizarea de elemente sensibile de tip generator: inducţia electromagnetică, termoelectricitatea, piezoelectricitatea, magnetostricţiunea etc.

Pentru ilustrare, în tabelul 3.2 sînt indicate cîteva dintre tipurile cele mai reprezentative, cu specificarea aplicaţiilor.

Tabelul 3.2

Clasificarea elementelor sensibile electrice de tip generator

Tipul elementului sensibil generator	Fenomenul fizic pe care se bazează conversia	Aplicaţii (mărimi măsurate)
Electromagnetic (de inducţie)	Generarea prin inducţie a unei t.e.m. sub acţiunea mărimii de măsurat	— viteza de rotaţie (tahogenerator) — debit de fluide — vibraţii
Termoelectric	Generarea prin efect termoelectric (Seebeck) a t.e.m. de contact între două metale diferite	— temperatura
Piezoelectric	Polarizarea electrică a unui cristal sub acţiunea unei forţe (presiuni)	— forţe (dinamice) — presiuni (dinamice)
Magnetostrictiv	Generarea unei t.e.m. prin variaţia inducţiei remanente sub acţiunea unei forţe (presiuni) asupra unor materiale magnetice	— forţe (dimanice) — presiuni (dinamice)
Electrochimic	Generarea unei t.e.m. între doi electrozi situaţi în soluţii cu concentraţii de ioni diferite	— concentraţia ionilor de hidrogen (*p*H)
Fotoelectric (fotovoltaic)	Generarea unui curent electric pe baza efectului fotoelectric extern sub acţiunea radiaţiei luminoase	— deplasări liniare şi unghiulare — dimensiuni piese — viteză rotaţie

Elementele sensibile de tip generator, în principiu, prezintă avantajul unei cuplări mai uşoare şi unei structuri mai simple a adaptorului, întrucît nu mai necesită conversia unui parametru de circuit (R, L, C) într-un curent sau tensiune. Dacă această afirmaţie este valabilă pentru elementele sensibile de tip electromagnetic, care generează semnale cu nivel de amplitudine şi putere suficient de ridicat şi uşor de prelucrat, celelalte tipuri — îndeosebi cele piezoelectrice, electrochimice, într-o anumită măsură şi cele magnetostrictive şi fotoelectrice — impun cerinţe speciale de altă natură. Într-adevăr, acestea pot fi echivalate cu nişte generatoare de t.e.m. cu impedanţa internă foarte mare, ceea ce atrage după sine condiţii foarte severe privind impedanţa etajului de intrare în adaptor şi modul de realizare a conexiunilor electrice (rezistenţa de izolaţie foarte bună, ecranări etc.).

3.1.3. Elemente sensibile tipice pentru anumite mărimi fizice

Dacă pentru proiectantul și constructorul de traductoare este utilă clasificarea anterioară a elementelor sensibile pe baza principiului de funcționare, pentru utilizator apare mai convenabilă clasificarea după mărimile fizice pe care acestea le pot detecta.

În tabelul 3.3 este prezentată o succintă clasificare a elementelor sensibile după mărimile cărora le sînt destinate. Detaliile se pot găsi în capitolele următoare ordonate tocmai în baza unei astfel de clasificări.

Tabelul 3.3

Clasificarea elementelor sensibile electrice după mărimile detectate

Mărimi fizice de bază	Mărimi fizice derivate	Elemente sensibile tipice
Deplasare	— deplasare liniară — deplasare unghiulară — lungime (dimensiuni geometrice) — grosime — straturi de acoperire — nivel — deformație (indirect, forță, presiune, cuplu) — altitudine	— rezistive — inductive — fotoelectrice — electrodinamice (de inducție, selsine, inductosine)
Viteză	— vteză liniară — viteză unghiulară — debit	— electrodinamice (de inducție) — fotoelectrice
Forță	— efort unitar — greutate — accelerație (vibrație) — cuplu — presiune (absolută, relativă, vacuum, indirect nivel, debit) — viscozitate	— termorezistive — rezistive cu element elastic asociat — inductive — capacitive — piezorezistive piezoelectrice — magnetostrictive
Temperatură	— temperatură (solide, fluide, de suprafață) — căldură (flux, energie) — conductibilitate termică	— termorezistente — termistoare — termocuplări — complexe (dilatare + deplasare)
Masă	— debit de masă — densitate	— idem ca la forță
Concentrație	— componente în amestecuri de gaze — ioni de hidrogen în soluții — umiditate	— termorezistive — electrochimice — conductometrice
Radiație	— luminoasă — termică — nucleară	— fotoelectrice — detectoare în infraroșu — elemente sensibile bazate pe ionizare

Se poate remarca din tabelul 3.3 faptul că adesea aceleași tipuri de elemente sensibile pot fi aplicate pentru detectarea unor mărimi fizice foarte deosebite. Explicația constă în primul rînd în aceea că urmărindu-se conversia într-o mărime electrică, este firesc ca elementele sensibile pasive să fie de tipul R, L, C, iar cele generatoare să furnizeze o tensiune, un curent sau o sarcină electrică.

Pe de altă parte, variațiile parametrilor R, L, C sau tensiunile și curenții generați depind, la rîndul lor, de o multitudine de factori care, în cadrul unor fenomene fizice convenabil exploatate uneori și cu ajutorul unor elemente de cuplare adecvate — pot fi influențați de diverse mărimi. De exemplu, variația unei rezistențe electrice poate fi influențată pe cale termică rezultînd un element termosensibil (termorezistența), dar, întrucît termoconductibilitatea amestecurilor de gaze depinde de prezența și cantitatea anumitor componente, prin plasarea în mediul respectiv a unei termorezistențe convenabil aleasă ea poate constitui un detector de concentrație, ș.a.m.d.

Privind dintr-un alt punct de vedere, se poate observa că pentru o aceeași mărime pot exista mai multe tipuri de elemente sensibile. Selectarea dintre acestea se face în funcție de gama de variație a mărimii măsurate, de posibilitatea de cuplare la proces, de factorii de mediu, de performanțele impuse, de factorii economici, etc., potrivit unor criterii care vor fi expuse în cap. 4.

3.2. Adaptoare electronice. Principii generale

Rolul adaptorului, așa cum s-a arătat în cap. 1, este acela de a converti mărimea generată de elementul sensibil în semnalul electric de ieșire al traductorului. Deoarece în acest caz conversia și adaptarea semnalului de ieșire la cerințele impuse de echipamentele de automatizare implică circuite și blocuri electronice, se utilizează frecvent denumirea de adaptoare electronice.

În scopul standardizării echipamentelor de automatizare adaptoarele furnizează la ieșire, de regulă, semnale unificate, adică tensiuni și curenți electrici variind în limitele specificate în cap. 1, indiferent de natura și domeniul de variație al mărimii aplicate la intrarea traductorului. Aceste semnale au de asemenea asociată o putere corelată cu caracteristicile energetice ale circiutelor de intrare din aparatura de automatizare unificată (rezistența de sarcină). Ca urmare, etajele de ieșire ale adaptoarelor sînt similare pentru un același tip de semnal unificat.

Diferențierile cele mai importante la adaptoare apar astfel pe partea de intrare, care recepționează mărimile diversificate atît ca natură fizică, precum și ca gamă de variație, furnizate de elementul sensibil. Circuitele de intrare ale adaptoarelor capătă astfel caracteristici particulare în raport de tipurile elementelor sensibile și în acest sens vor fi tratate în cele ce urmează.

3.2.1. Adaptoare pentru elemente sensibile de tip parametric

Adaptoarele din această categorie se caracterizează prin aceea că sînt prevăzute la intrare cu scheme specifice mărimilor electrice de circuit R, L, C.

Ţinînd seama că se urmăreşte transformarea variaţiilor de rezistenţă, inductivitate sau capacitate în tensiune sau curent electric, cele mai frecvent realizate sînt schemele cuprinzînd punţi de curent continuu sau de curent alternativ funcţionînd în regim dezechilibrat. Se obţine astfel un semnal de dezechilibru care, după o amplificare convenabilă, este aplicat etajului de ieşire, care îl converteşte în semnalul unificat al traductorului. În scopul eliminării influenţei perturbaţiilor se prevede de regulă o reacţie negativă, astfel ca să se cuprindă în bucla respectivă cît mai multe din blocurile componente. Atunci cînd fie elementul sensibil, fie schema de măsurare prezintă neliniarităţi importante se prevăd blocuri de liniarizare sub forma unor generatoare de funcţii plasate fie pe legătura directă, fie pe calea de reacţie. În unele cazuri, metoda de măsurare sau necesitatea eliminării unor componente parazite detectate împreună cu mărimea utilă impun introducerea şi a unor blocuri speciale de calcul: multiplicatoare, extractoare de radical, ridicare la pătrat, mediere, filtrare etc.

Pentru ilustrare, în fig. 3.1 se prezintă schema bloc a unui adaptor pentru element sensibil rezistiv.

În afara blocurilor din fig. 3.1 se prevăd surse de alimentare cu valori de tensiuni şi puteri corespunzătoare circuitelor electrice utilizate. Pentru alimentarea schemei de măsurare în punte Wheatstone funcţionînd în regim dezechilibrat este necesară o sursă de tensiune foarte bine stabilizată, tensiunea de dezechilibru fiind direct influenţată de variaţiile acesteia.

Schemele în punte sînt, de obicei, preferate unor montaje mai simple de tipul divizor de tensinne, întrucît ele permit compensarea influenţei unor factori externi şi deci asigură o precizie mai ridicată.

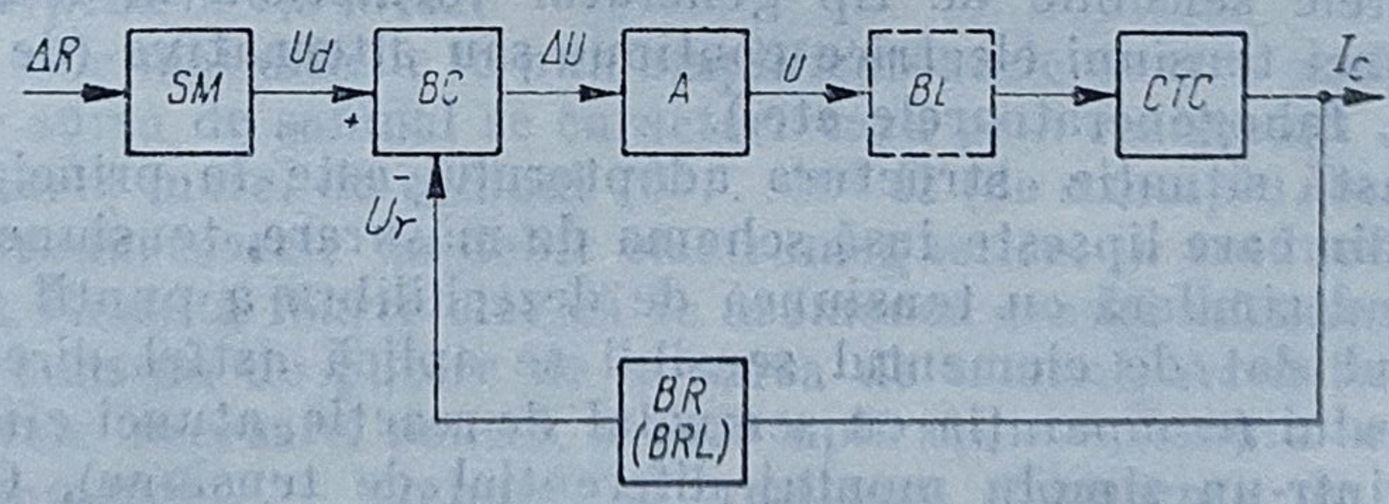


Fig. 3.1. Schema bloc a unui adaptor pentru element sensibil rezistiv:

SM — schemă de măsurare tip punte Wheatstone în c.c. funcţionînd în regim dezechilibrat; *BC* — bloc de comparaţie prin diferenţă care compară tensiunea de dezechilibru U_d provocată de variaţia ΔR cu tensiunt de reacţie U_r; *A* — amplificator de tensiune continuă; *CTC* — convertor tensiune curent, care asigură semnalul unificat de ieşire în curent (de exemplu 4...20 mA c.c.); *BR* — bloc de reacţie negativă care furnizează tensiunea U_r proporţională cu I_c; în unele cazuri se prevede un bloc de reacţie şi liniarizare *(BRL)*; *BL* — bloc de liniarizare introdus atunci cînd este necesar să compenseze neliniarităţile determinate de elementul sensibil sau de schema de măsurare.

Amplificatorul de tensiune continuă, în funcție de valoarea tensiunii de dezechilibru, de condițiile privind adaptarea de impedanță și de necesitatea separării galvanice poate fi de tipul cu cuplare directă sau cu modulare-demodulare. Există o gamă largă de amplificatoare de măsurare integrate care satisfac în bune condiții cerințele menționate, de la tipurile mai simple din categoria amplificatoarelor operaționale, pînă la cele mai evoluate, cu separare galvanică, instrumentale etc.

Convertorul tensiune-curent este realizat de regulă cu tranzistoare de putere medie, deoarece amplificatoarele, în special cele integrate, nu pot asigura la ieșire puterea necesară, de exemplu 20 mA pe o rezistență de sarcină de 600 Ω. Montajele de tip Darlington sînt cele mai frecvente. Blocul de reacție, de cele mai multe ori, este un divizor rezistiv de tensiune sau de curent.

Blocul de liniarizare este un generator de funcții realizat cu diode, diode Zener, tranzistoare, care introduce în mod intenționat neliniarități de sens opus celor determinate de elementul sensibil sau de schema de măsurare, astfel ca, pe ansamblu, relația intrare-ieșire a traductorului, pe domeniul considerat, să fie liniară [1].

Pentru celelalte tipuri de elemente sensibile, inductive și capacitive, structura adaptorului este similară. Deosebirile apar în modul de realizare a elementelor componente. Astfel, schemele de măsurare în acest caz sînt punți de c.a. funcționînd în regim dezechilibrat, iar amplificatoarele de c.a. sînt de tipul selectiv, acordate pe frecvența de alimentare a schemelor de măsurare. Separarea galvanică prin cuplare cu transformator apare în acest caz mai simplă, în schimb cuprinderea cît mai multor elemente în buclă și liniarizarea devin mai complicate.

3.2.2. Adaptoare pentru elemente sensibile de tip generator

Elementele sensibile de tip generator furnizează la ieșire un semnal de natura unei tensiuni electrice continue sau alternative (de exemplu, termocuplurile, tahogeneratoarele etc.).

În această situație structura adaptorului este în principiu aceeași ca în fig. 3.1, din care lipsește însă schema de măsurare, tensiunea dată de termocuplu fiind similară cu tensiunea de dezechilibru a punții de c.c.

Semnalul dat de elementul sensibil se aplică astfel direct la intrarea amplificatorului (comparația cu semnalul de reacție, atunci cînd există, este realizată printr-un simplu montaj diferențial de tensiune). Ca urmare, în lipsa schemei de măsurare care printr-o proiectare adecvată realizează și o adaptare de impedanță, se impun o serie de cerințe speciale amplificatoarelor folosite în cadrul acestor adaptoare. Aceste cerințe sînt strîns legate de caracteristicile semnalului generat de elementul sensibil, cazurile cel mai frecvent întîlnite fiind următoarele:

— tensiuni continue de nivel foarte redus;
— tensiuni alternative de frecvență variabilă în limite largi;
— tensiuni continue sau alternative obținute de la surse cu impedanță propriu de valoare foarte mare.

Este de observat de asemenea că aceste amplificatoare trebuie să posede totodată şi o mare stabilitate a parametrilor, mai ales că în unele cazuri nu se pot prevedea reacţii globale.

Adaptorul pentru traductorul de temperatură cu termocuplu reprezintă un exemplu tipic în acest sens. Măsurarea tensiunii unor surse de semnal de nivel foarte scăzut, de ordinul mV, cum este cazul termocuplurilor, este afectată în primul rînd de deriva tensiunii de decalare, dată fiind rezistenţa relativ mică a sursei de semnal. Astfel, dacă se măsoară temperatura cu un termocuplu Pt Rh—Pt cu o sensibilitate de ordinul 10 μV/°C şi se utilizează un amplificator cu o derivă de tensiune de 15 μV/°C, rezultă că la o variaţie a temperaturii mediului de numai 10°C deriva va fi de 150 μV, ceea ce corespunde unei erori de temperatură de 15°C, evident neacceptabilă.

În amplificatoarele de c.c. realizate cu componente discrete reducerea derivelor se face prin sortări şi ajustări de piese componente, precum şi prin adoptarea unor scheme adecvate de amplificatoare (cu modulare-demodulare, diferenţiale cu compensare statică a derivei etc.). Pentru satisfacerea acestor cerinţe au fost dezvoltate numeroase tipuri de amplificatoare integrate de măsurare cu performanţe ridicate, cum sînt cele cu cuplaj direct şi compensare statică a derivei cu temperatura sau cele cu termoreglarea substratului, care asigură derive de 0,25 μV/°C şi chiar 0,1 μV/°C comparabile ce cele ale amplificatoarelor cu modulare-demodulare, dar mai simple şi mai ieftine decît acestea.

Amplificatoarele de tensiune de bandă largă 1 Hz...10^6 Hz sînt necesare fie în cazul unor traductoare electromagnetice cum sînt tahogeneratoarele, traductoarele de debit cu turbină, fie pentru traductoare destinate măsurării unor mărimi variabile în timp, de exemplu cele piezoelectrice, magnetostrictive. Asemenea amplificatoare se realizează cu cuplaje RC între etaje şi includ o puternică reacţie negativă necesară pentru asigurarea liniarităţii şi constantei amplificării pe întrega bandă. În prezent se construiesc amplificatoare de bandă largă integrate, care au amplificări pînă la 60 dB pe bandă pînă la 1,5 MHz.

Problemele cele mai dificile le pun amplificatoarele pentru acele elemente sensibile la care sursa de semnal se caracterizează prin rezistenţă sau impedanţă internă foarte mare, de ordinul 10^8...10^9 Ω (de exemplu, la traductoarele de *p*H, la traductoarele de debit electromagnetice, la traductoarele piezoelectrice etc.). Rezultă foarte clar că în asemenea cazuri măsurarea trebuie să se facă fără consum de putere de la sursa de semnal. Aceasta înseamnă că amplificatoarele necesare pentru aceste aplicaţii — denumite şi amplificatoare electrometrice — trebuie să realizeze rezistenţe de intrare de 10^{12}—10^{14} Ω. În tehnica actuală s-au dezvoltat în principal două direcţii de elaborare a acestor amplificatoare :

— amplificatoare cu modulator cu diode varicap ;
— amplificatoare cu tranzistoare cu efect de cîmp.

Ambele tipuri s-au elaborat atît în variante cu componente discrete, cît şi sub forma de circuite integrate.

Celelalte blocuri componente sînt aceleaşi cu cele descrise la adaptoarele pentru elemente sensibile pasive, caracteristicile lor fiind expuse în capitolele următoare.

3.2.3. Adaptoare utilizînd scheme de măsurare cu echilibrare automată

Pentru măsurarea precisă a tensiunilor sau curenților de nivel scăzut dați de elementele sensibile generatoare este necesar să se utilizeze scheme de măsurare de tip compensator, care realizează compararea tensiunii sau curentului respectiv cu mărimi similare a căror valoare poate fi variată automat și cunoscută cu precizie. Pe această cale măsurarea se face practic fără consum de putere de la elementul sensibil, ceea ce permite eliminarea erorilor sistematice de metodă.

În cazul elementelor sensibile parametrice, condiții superioare de precizie se pot obține de asemenea dacă schemele de măsurare în punte sînt făcute să funcționeze în regim echilibrat prin variația corespunzătoare a unei rezistențe de comparație.

Întrucît mărimile furnizate de elementele sensibile variază în timp, rezultă că atît compensarea, cît și echilibrarea punților trebuie să se efectueze automat. Astfel, pentru o serie de traductoare la care se cer performanțe superioare, adaptoarele se realizează sub forma unor compensatoare automate sau punți cu echilibrare automată. Asemenea soluții se adoptă mai ales în acele cazuri în care simultan cu semnalul de ieșire al traductorului necesar pentru scopuri de reglare apare și necesitatea indicării sau înregistrării mărimii măsurate de traductor. Se valorifică astfel mai bine precizia ridicată care se obține cu aceste tipuri de adaptoare.

3.2.3.1. *Compensatoare automate*

Schema de principiu a unui compensator automat pentru măsurarea tensiunilor de nivel redus, cum sînt cele generate de termocupluri, este prezentată în figura 3.2.

Schema din figura 3.2 reprezintă un sistem automat în circuit închis (sistem de urmărire) avînd ca intrare mărimea U_x și ca ieșire deplasarea unghiulară a axului servomotorului *SM*.

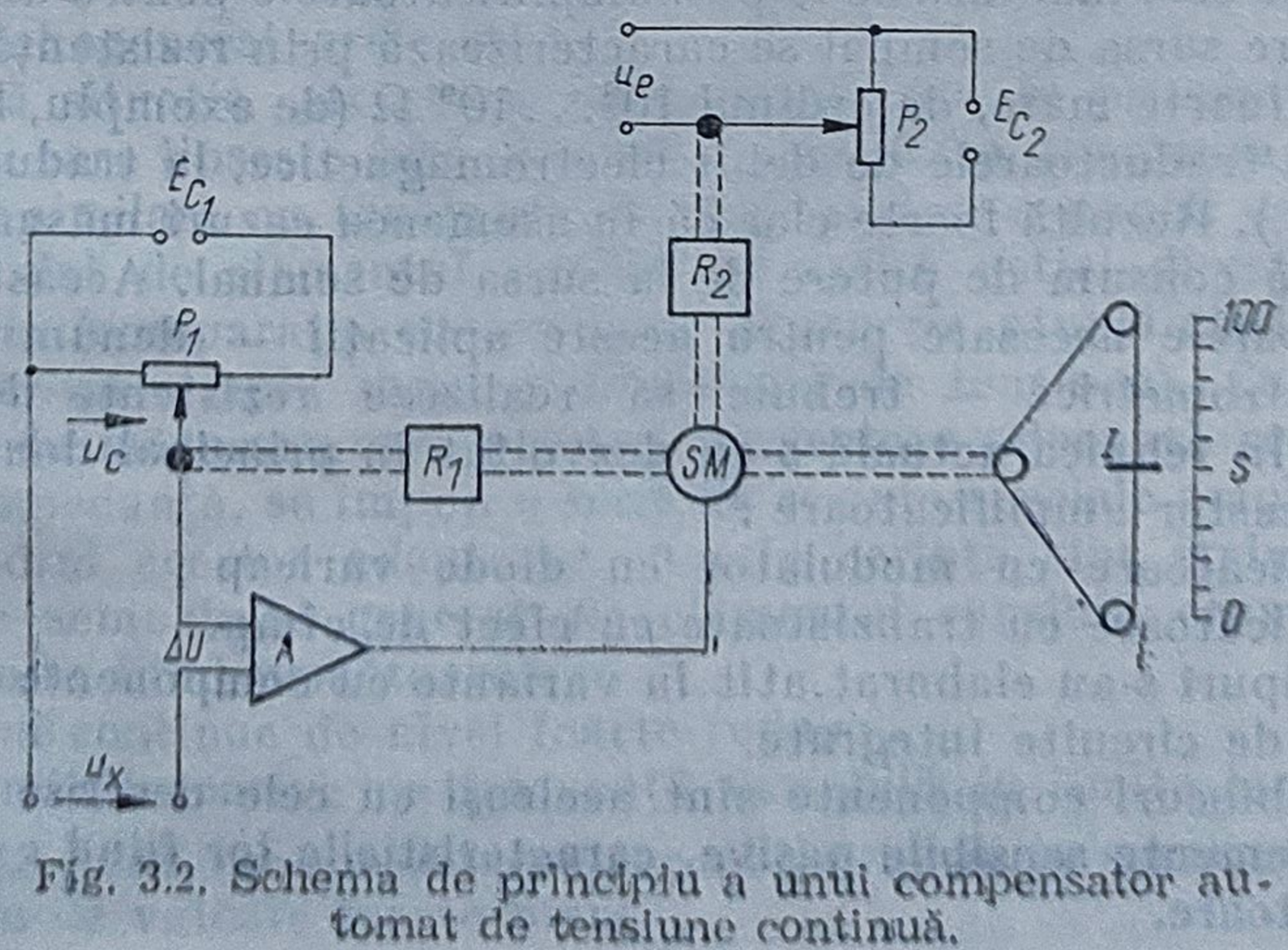


Fig. 3.2. Schema de principiu a unui compensator automat de tensiune continuă.

Se observă ușor că tensiunea U_x este comparată cu tensiunea U_c culeasă pe potențiometrul P_1 și care variază liniar cu poziția cursorului. Diferența de tensiune ΔU, amplificată de amplificatorul A, este aplicată servomotorului SM, care se rotește cu o viteză unghiulară proporțională cu ΔU. Sensul rotației este dependent de semnul diferenței ΔU și astfel dirijat încît să anuleze această diferență. În aceste condiții servomotorul se oprește în poziția în care cursorul potențiometrului P_1, antrenat de SM prin reductorul R_1, este deplasat astfel ca $U_x = U_c$, respectiv $\Delta U = 0$. Simultan, servomotorul antrenează dispozitivul de indicare sau înregistrare I, care se oprește pe poziția în care pe scara (diagrama) S se citește valoarea mărimii măsurate.

În mod asemănător, prin reductorul R_2 se antrenează cursorul potențiometrului P_2, obținîndu-se tensiunea de ieșire $U_e = KU_x$, care poate fi de natura unui semnal unificat variind în limitele 0...10 Vc.c. Dacă tensiunea U_e este culeasă între cursorul lui P_2 și o anumită poziție (alta decît capetele), corespunzătoare unei valori de referință, atunci acesta poate îndeplini funcția de comparator pentru sistemul de reglare în care se află inclus traductorul și tensiunea respectivă reprezintă semnalul de eroare $U_e = K(U_{ref} - U_x)$.

Servomotorul avînd o caracteristică de element integrator, compensatoarele respective sînt denumite de tip integral. Această caracteristică este importantă, deoarece rezultă că la variații treaptă ale mărimii de intrare eroarea staționară este nulă.

3.2.3.2. *Punți cu echilibrare automată*

Structura punților cu echilibrare automată este întrutotul asemănătoare cu aceea a compensatoarelor automate, așa cum rezultă și din figura 3.3.

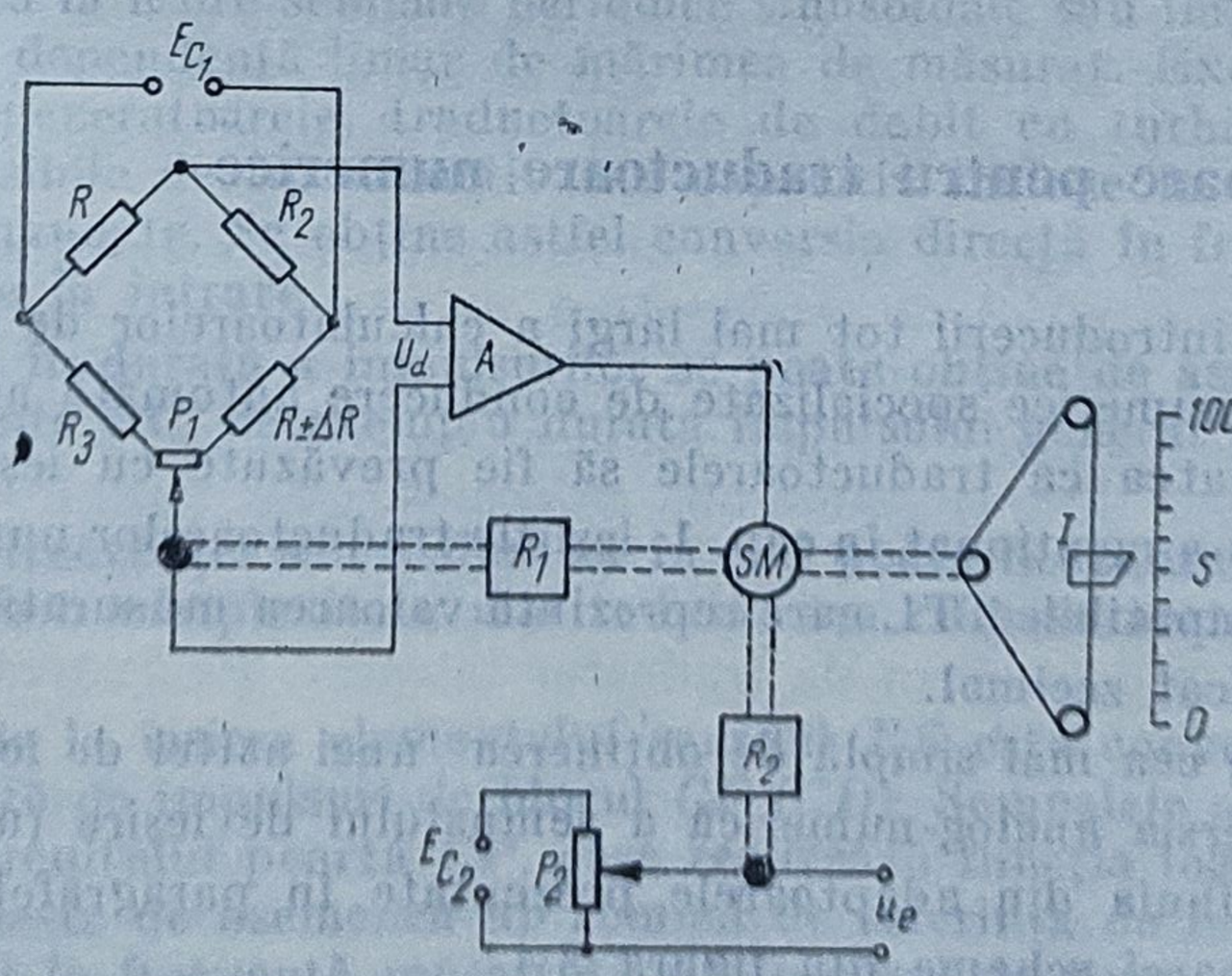


Fig. 3.3. Schema de principiu a unei punți cu echilibrare automată.

Variațiile $\pm \Delta R$ ale elementului sensibil rezistiv conduc la dezechilibrarea punții și la apariția tensiunii de dezechilibru U_d. Aceasta acționează de o manieră similară cu tensiunea ΔU de la compensator și servomotorul SM deplasează cursorul potențiometrului P_1 în sensul echilibrării punții și anulării tensiunii U_d.

În regim echilibrat precizia măsurării depinde numai de precizia rezistențelor R_1, R_1, R_3 și P_1, eliminîndu-se erorile datorate variațiilor sursei E_{c1} care intervin la punțile funcționînd în regim dezechilibrat. De asemenea, se elimină și erorile de neliniaritate, care la variații mari ΔR afectează puternic tensiunea U_d și impun utilizarea circuitelor de liniarizare.

Semnalul de ieșire, indicarea sau înregistrarea valorilor mărimii măsurate, precum și alte funcțiuni se realizează asemănător ca la compensator.

Este evident faptul că adaptoarele de acest tip sînt mai complexe decît cele menționate în paragrafele anterioare, ele conținînd pe lîngă circuitele electrice (statice) elemente electromecanice (mobile); justificarea unor astfel de soluții constă atît în performanțele superioare care se obțin, cît și în funcțiunile multiple care pot fi realizate. Ca performanțe se pot specifica:

— precizia 0,25—0,5%;
— deriva de temperatură 0,02%/°C;
— eroarea cu variația tensiunii de alimentare $\pm$ 0,1%/$\pm$10%.

Pe de altă parte, datorită prezenței pieselor în mișcare performanțele în regim dinamic sînt mai reduse, ele fiind aplicate numai mărimilor caracteristice proceselor lente (mărimi lent variabile în timp, cu banda de frecvență $f \leqslant 1$ Hz).

3.3. Convertoare pentru traductoare numerice

Pe măsura introducerii tot mai largi a calculatoarelor de proces sau a echipamentelor numerice specializate de conducere automată apare tot mai frecvent necesitatea ca traductoarele să fie prevăzute cu ieșiri numerice.

După cum s-a menționat în cap. 1, ieșirile traductoarelor numerice uzuale sînt semnale compatibile TTL care reprezintă valoarea măsurată în cod binar sau binar codificat zecimal.

Modalitatea cea mai simplă de obținerea unei astfel de ieșiri numerice constă în conversia analog-numerică a semnalului de ieșire (unificat) obținut la ieșirea unuia din adaptoarele prezentate în paragrafele anterioare, conform următoarei scheme din figura 3.4.

Pentru conversia analog-numerică există o varietate de convertoare analog-numerice (CAN) realizate fie cu componente discrete, fie sub formă

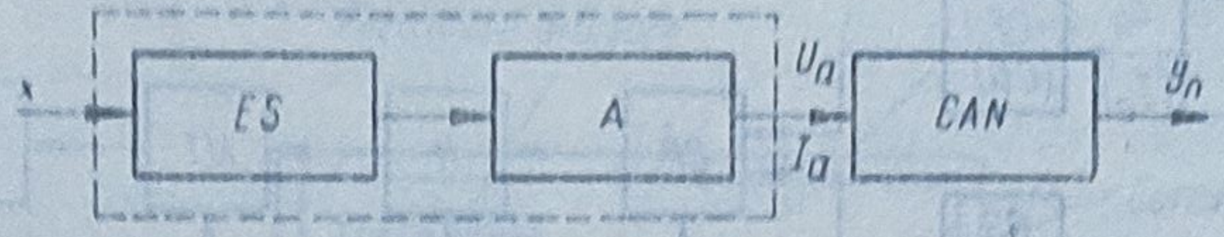


Fig. 3.4. Schema unui traductor cu semnal de ieşire numeric.

de circuite integrate. Luînd în considerare principiile funcţionale [4], [5], tipurile cele mai utilizate de CAN pot fi considerate următoarele :

a) CAN cu compensare
   — cu trepte egale de tensiune ;
   — cu aproximări succesive.
b) CAN cu conversie directă
   — cu conversie în durată ;
   — cu conversie în frecvenţă.

CAN sînt blocuri funcţionale complexe, circuitele electronice componente depăşind apreciabil în complexitate de exemplu circuitele aferente adaptorului *A* care furnizează ieşirea analogică a traductorului. Ca urmare, adoptarea soluţiei reprezentată în figura 3.4 se justifică economic în cazul în care ieşirile mai multor adaptoare sînt convertite numeric cu ajutorul unui singur CAN folosind în acest scop scheme de multiplexare a ieşirilor analogice [8].

În vederea obţinerii unor avantaje economice se pot adopta, în anumite cazuri, soluţii care prin introducerea unor elemente sensibile sau scheme de măsurare adecvate permit simplificări substanţiale atît în privinţa adaptorului, cît şi a convertorului prin contopirea lor într-un singur bloc funcţional care poate fi considerat ca adaptor pentru ieşiri numerice.

Pe această linie prezintă un interes deosebit acele elemente sensibile care pot furniza la ieşire semnale periodice sinusoidale sau impulsuri a căror frecvenţă este dependentă liniar de mărimea de măsurat. Exemple în acest sens sînt tahogeneratoarele, traductoarele de debit cu turbină, precum şi elementele sensibile de tip inductiv sau capacitiv incluse în schemele unor oscilatoare comandate. Se obţine astfel conversia directă în frecvenţă a mărimilor aplicate la intrare.

Modularea în durată a impulsurilor se poate obţine de asemenea direct de către elemente RC, de exemplu durata impulsului generat de un monostabil.

Conversia frecvenţei sau a duratei în cod poate fi realizată cu ajutorul unor scheme de o complexitate mai redusă, aşa cum se arată principial în figura 3.5.

Mărimea de la ieşirea elementului sensibil *ES* este convertită în frecvenţă sau durată de impulsuri de blocul *CF* (*CD*). Semnalele astfel obţinute sînt aplicate circuitului poartă *CP*, care realizează funcţia logică „ŞI". Circuitul *CP* primeşte de asemenea un semnal de referinţă de la *GS*, care în cazul conversiei în frecvenţă reprezintă un interval de timp calibrat, iar la conversia în durată — o frecvenţă calibrată. În acest mod la ieşirea blocului *CP* rezultă un număr de impulsuri proporţional cu x, care este acumulat

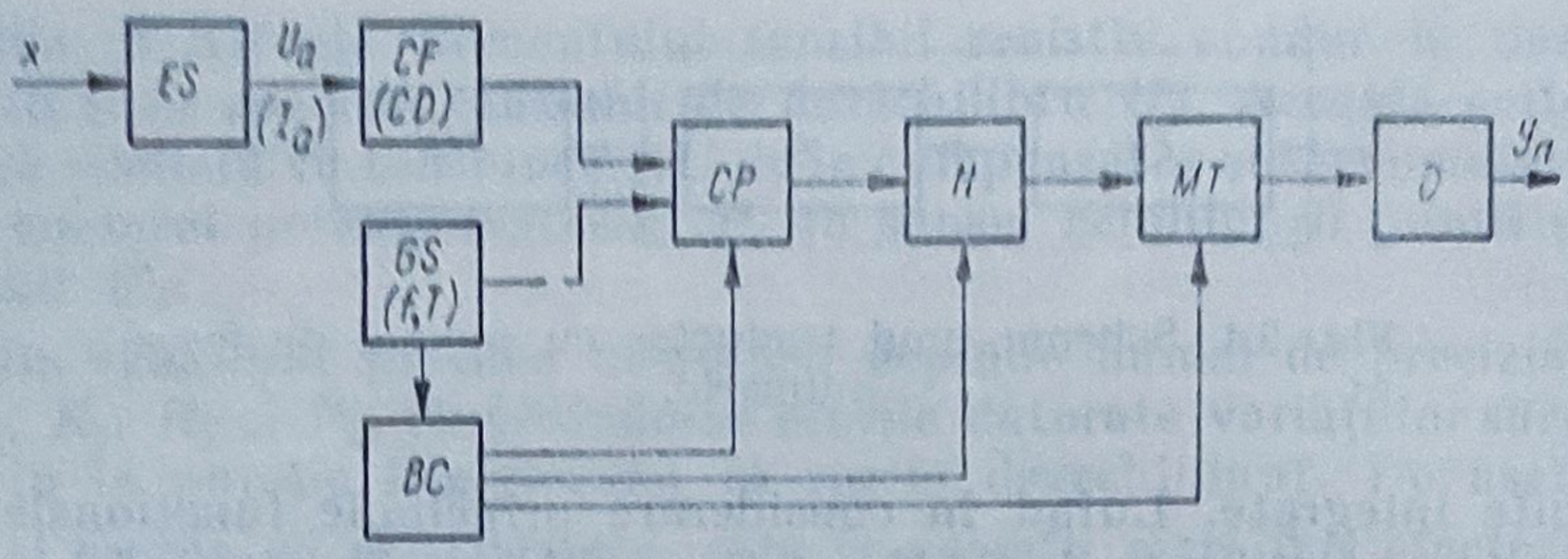


Fig. 3.5. Schema de principiu pentru conversia numerică a frecvenței (duratei).

de] numărătorul N, eventual reținut într-o memorie tampon MT și transferat la ieșire sub formă numerică y_n în codul necesar, de către un decodificator adecvat D.

Blocul de control BC comandă funcționarea într-o anumită succesiune logică a celorlalte blocuri componente și asigură modurile de operare adecvate ale acestora.

3.4. Traductoare integrate

Progresul cel mai semnificativ în domeniul traductoarelor, bazat în esență pe progresele din domeniul tehnologiei semiconductoarelor și circuitelor integrate, îl constituie desigur realizarea de traductoare integrate — adică traductoare care înglobează într-o unitate constructivă de mici dimensiuni, similară circuitelor integrate pe scară largă — atît elementul sensibil, cît și adaptorul (inclusiv elemente de calcul, de liniarizare și compensare termică). Elementul sensibil și adaptorul sînt atît de intim cuplate încît elementele de legătură și transmisie, semnificative la traductoarele uzuale, practic au dispărut.

În prezent se fabrică în mod curent traductoare integrate de presiune, (de forță, de accelerație), de temperatură, cu performanțe ridicate și la dimensiuni și greutăți reduse considerabil față de traductoarele clasice.

Pentru exemplificare trebuie arătat că un traductor de presiune integrat constă în esență dintr-o membrană siliconică, care îndeplinește rolul elementului sensibil, dispusă pe un suport comun cu elemente de circuit integrat ce realizează funcția de adaptor. El apare astfel sub formă monolitică, ceea ce justifică denumirea de traductor integrat. Realizarea se bazează pe tehnologia semiconductoarelor de volum mare.

După necesitate, membrana separă spații pentru presiuni diferite, inclusiv camera de vid necesară la măsurarea presiunii absolute. Membrana conține elemente piezorezistive difuzate, conectate într-o punte realizată de asemenea prin tehnologia de circuite integrate. Amplificatorul și elementele de compensare cu temperatura sînt constituite pe o pastilă separată, dar pe același suport ceramic.

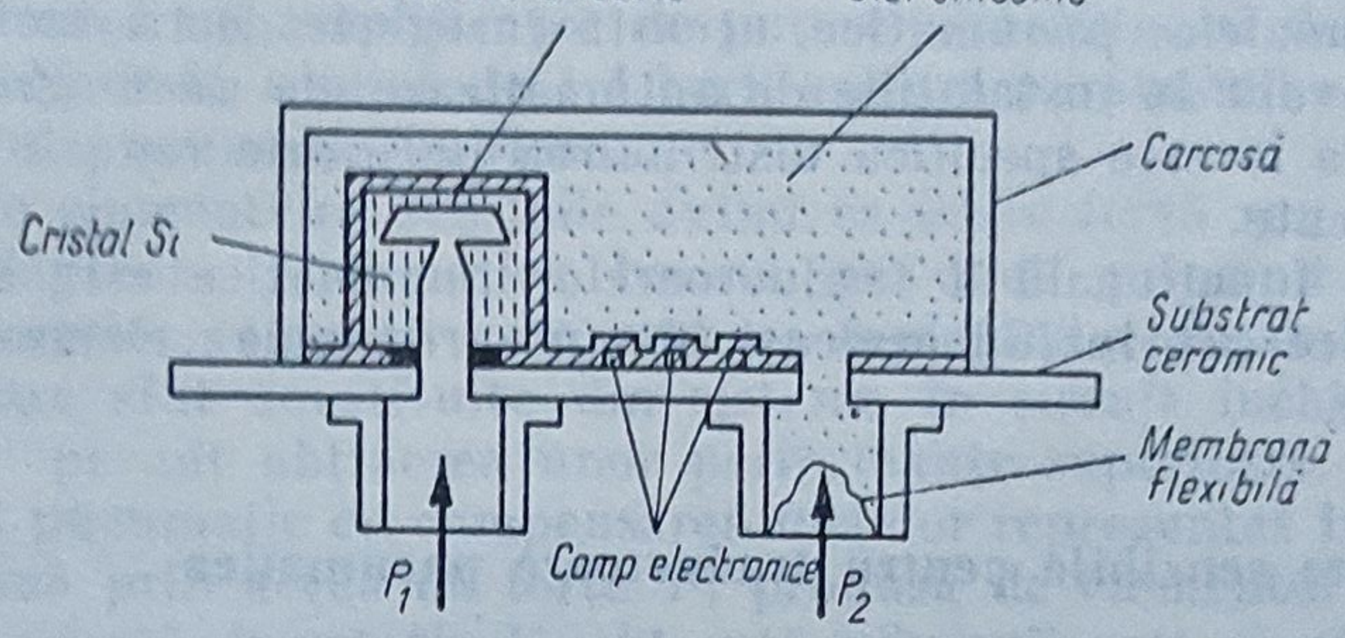


Fig. 3.6. Secţiune printr-un traductor de presiune integrat.

Pentru ilustrare, în figura 3.6 este prezentată schematic o secţiune printr-un astfel de traductor integrat de presiune diferenţială. Schema electronică de principiu este indicată în figura 3.7. Se observă că este prevăzut şi un element sensibil la temperatură (un tranzistor), care furnizează un semnal de ieşire util în anumite situaţii în care apare necesitatea unor compensări sau operaţii care implică luarea în considerare şi a temperaturii fluidului a cărui presiune se măsoară.

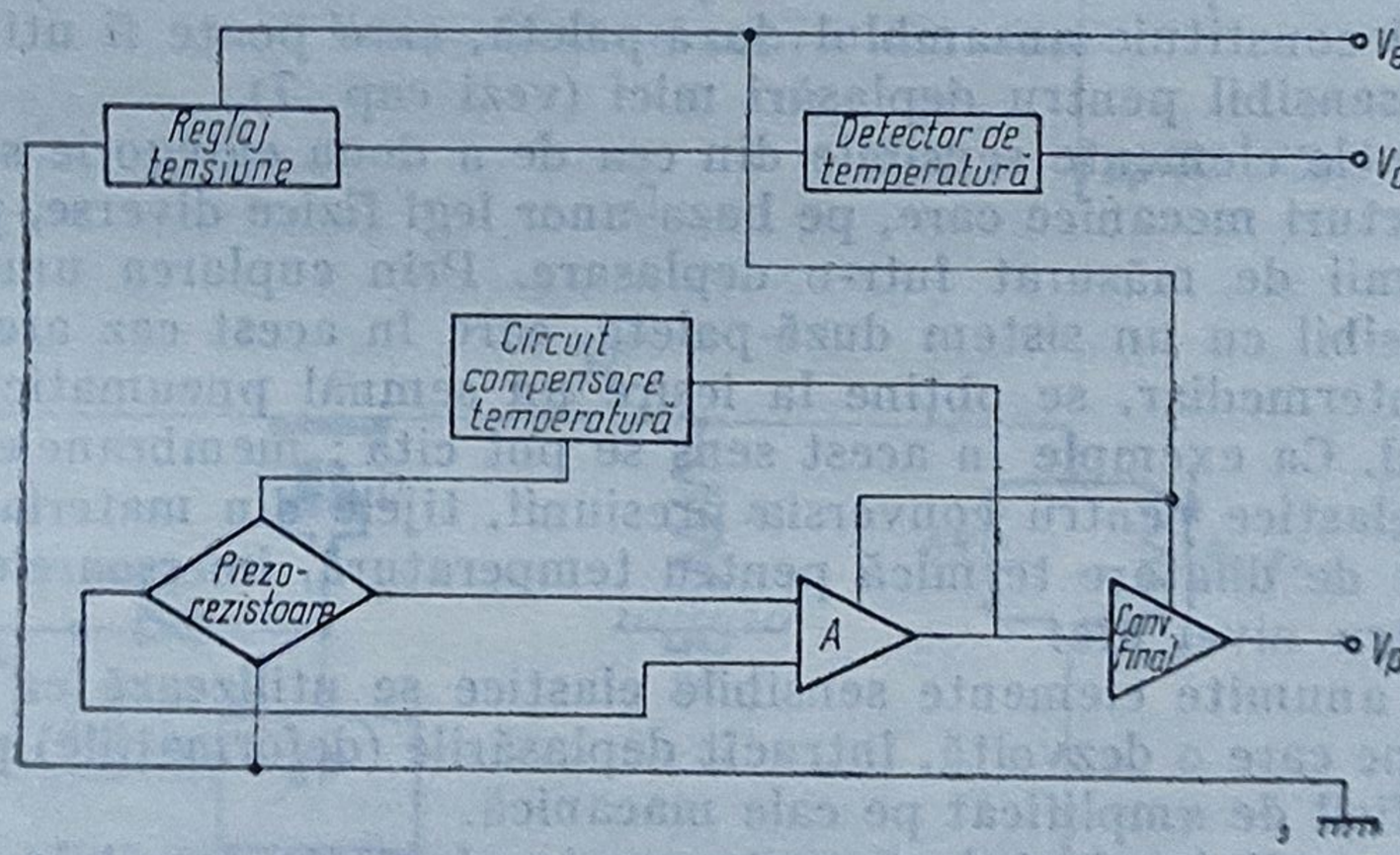


Fig. 3.7. Schema electronică de principiu a traductorului de presiune integrat.

3.5. Traductoare pneumatice

Traductoarele pneumatice se caracterizează prin aceea că efectuează conversia mărimii de măsurat într-un semnal calibrat de natură pneumatică (aer sub presiune). Ele sînt destinate, în special, acelor aplicaţii în care mediile cu pericol de explozie sau incendiu nu permit utilizarea în condiţii a-

vantajoase a traductoarelor electrice. Datorită dificultăților de transmisie la distanță a semnalelor pneumatice, această categorie de traductoare se întîlnește mai frecvent în instalațiile de automatizare ale unor agregate, mașini, vehicule cărora le este specifică distribuirea pe o arie redusă a echipamentelor componente.

Structura funcțională a traductoarelor pneumatice este similară cu a celor electronice cuprinzînd aceleași blocuri principale : elementele sensibile și adaptoarele.

3.5.1. Elemente sensibile pentru traductoare pneumatice

Elementele sensibile ale acestor tipuri de traductoare convertesc mărimea de măsurat fie direct într-un semnal pneumatic, fie într-o mărime de natura unei forțe sau deplasări compatibile cu intrarea adaptorului asociat.

Elementele sensibile din prima categorie se numesc pur pneumatice sau fluidice, deoarece mărimea de măsurat exercită nemijlocit o acțiune care modifică presiunea sau debitul fluidului care constituie agentul informațional. Ele sînt de tip pneumatic deoarece modificările menționate se datorează variației unui parametru al circuitului prin care se scurge fluidul (aerul sub presiune produs de o sursă). În mod frecvent acest parametru este o rezistență pneumatică ale cărei variații se pot obține fie prin modificarea lungimii, dar mai ales prin obturarea secțiunii de trecere. Exemplul tipic în acest sens îl constituie ansamblul duză-paletă, care poate fi utilizat direct ca element sensibil pentru deplasări mici (vezi cap. 7).

Tipurile de elemente sensibile din cea de a doua categorie sînt dispozitive cu structuri mecanice care, pe baza unor legi fizice diverse, permit conversia mărimii de măsurat într-o deplasare. Prin cuplarea unui astfel de element sensibil cu un sistem duză-paletă, care în acest caz are rolul unui convertor intermediar, se obține la ieșire un semnal pneumatic dependent de măsurand. Ca exemple în acest sens se pot cita : membranele, capsulele și tuburile elastice pentru conversia presiunii, tijele din materiale cu coeficient ridicat de dilatare termică pentru temperatură, imersoarele sau plutitoarele pentru nivel etc.

Pentru anumite elemente sensibile elastice se utilizează ca mărime de ieșire forța pe care o dezvoltă, întrucît deplasările (deformațiile) pot fi foarte reduse și dificil de amplificat pe cale macanică.

Trebuie subliniat faptul că toate aceste elemente sensibile care furnizează la ieșire o deplasare sau o forță, sub raport funcțional sînt întrutotul similare cu cele folosite la traductoarele electronice.

3.5.2. Adaptoare pentru traductoare pneumatice

Adaptoarele pneumatice realizează conversia mărimii furnizată de elementul sensibil în semnal pneumatic unificat 0,2...1 bar (20...100 kPa), care are putere suficientă pentru transmitere la distanță și prelucrare de către echipamentele pneumatice de automatizare.

Pentru elementele sensibile care oferă la ieşire semnal pneumatic, adaptorul este în esenţă un amplificator de putere (presiune şi debit care, alimentat de regulă de la o sursă de 1,4 bari, asigură parametrii corespunzători pentru semnalul pneumatic unificat.

În cazurile elementelor sensibile avînd ca ieşire forţă sau deplasare, se construiesc adaptoare pneumatice bazate pe două principii funcţionale: compensarea forţelor, respectiv compensarea deplasărilor. În ambele variante, aceste adaptoare sînt constituite din sisteme în circuit închis (cu reacţie negativă),care permit obţinerea unor performanţe superioare.

Adaptorul pneumatic cu compensarea forţelor reprezentat în figura 3.8 *a* se caracterizează prin aceea că forţa F_i produsă de elementul sensibil este comparată cu o forţă de reacţie F_r obţinută prin aplicarea presiunii de ieşire

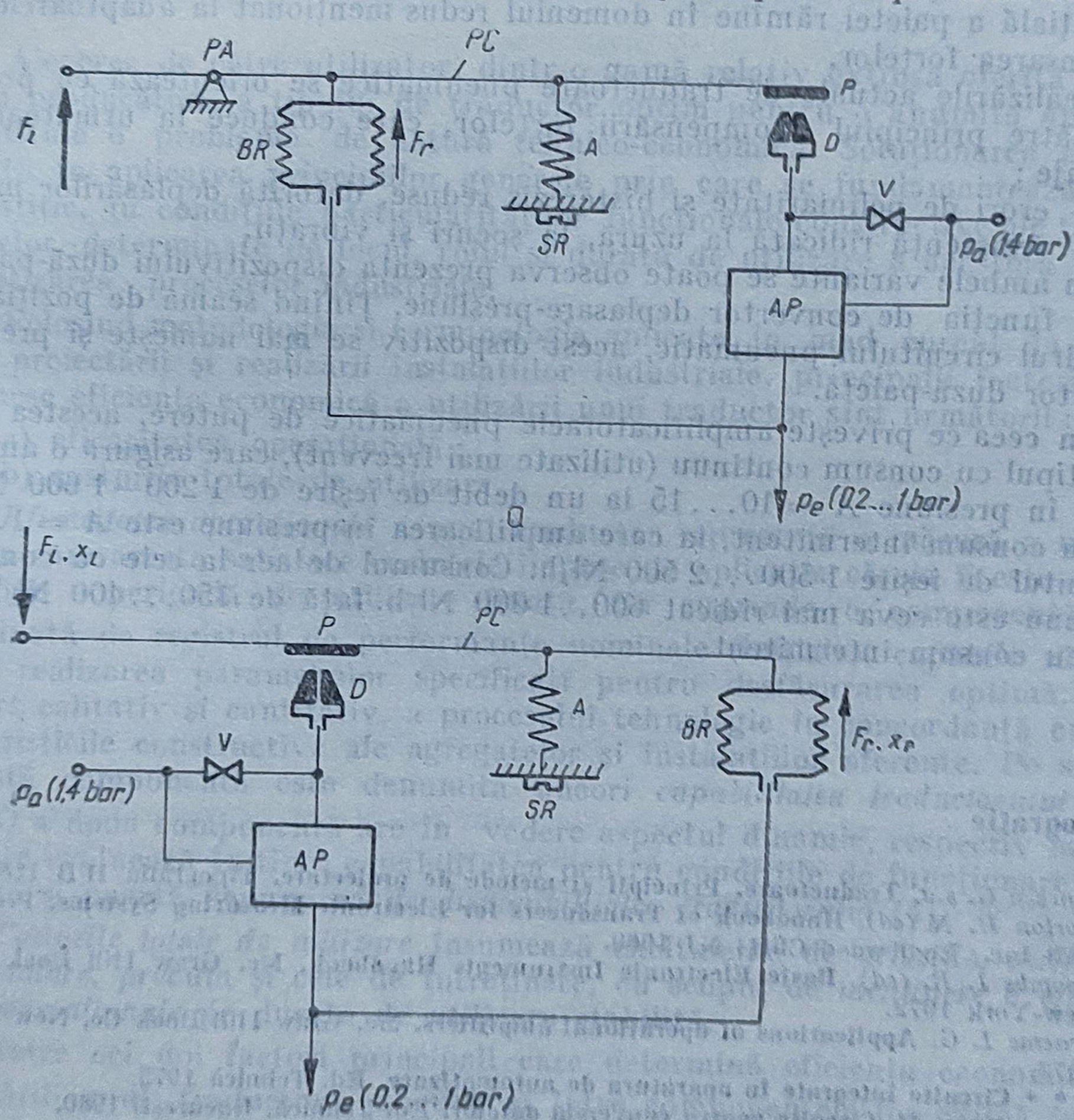


Fig. 3.8. Scheme de adaptoare pneumatice:
a — cu compensarea forţelor; *b* — cu compensarea deplasărilor; *P* — paletă; *D* — duză; *AP* — amplificator de putere; *BR* — burduf de reacţie; *A* — resort; *SR* — şurub de reglaj zero; *PC* — pîrghie de comparaţie; *PA* — punct de articulaţie; *V* — ventil.

pe elementul elastic de reacţie de tip burduf sau membrană. Comparaţia se efectuează prin momentele pe care cele două forţe le exercită asupra pîrghiei *PC*. Aceasta deplasează paleta în faţa duzei modificînd presiunea de ieşire astfel încît, la echilibru, P_e reprezintă valoarea forţei F_i. Este de remarcat faptul că deplasările punctelor de aplicaţie ale forţelor sînt foarte reduse de ordinul μm sau zeci de μm.

La adaptorul cu compensarea deplasărilor din figura 3.8 *b*, forţele F_i şi F_r acţionează liber asupra unui ansamblu de pîrghii (nu mai apare reazemul fix). În acest caz deplasarea x_i produsă de F_i este compensată (echilibrată) de deplasarea x_r determinată de F_r dezvoltată de burduful de reacţie. Sistemul de pîrghii este astfel alcătuit încît permite deplasări mari ale punctelor de aplicaţie ale forţelor F_i şi F_r în condiţiile în care deplasarea diferenţială a paletei rămîne în domeniul redus menţionat la adaptoarele cu compensarea forţelor.

Realizările actuale de traductoare pneumatice se orientează cu precădere către principiul compensării forţelor, care conduce la următoarele avantaje :

— erori de neliniaritate şi histerezis reduse, datorită deplasărilor mici ;
— rezistenţă ridicată la uzură, la şocuri şi vibraţii.

În ambele variante se poate observa prezenţa dispozitivului duză-paletă avînd funcţia de convertor deplasare-presiune. Ţinînd seama de poziţia sa în cadrul circuitului pneumatic, acest dispozitiv se mai numeşte şi preamplificator duză-paletă.

În ceea ce priveşte amplificatoraele pneumatice de putere, acestea pot fi de tipul cu consum continuu (utilizate mai frecvent), care asigură o amplificare în presiune $A = 10 \ldots 15$ la un debit de ieşire de 1 200—1 600 Nl/h sau cu consum intermitent, la care amplificarea în presiune este $A = 1 \ldots 5$ şi debitul de ieşire 1 500...2 500 Nl/h. Consumul de aer la cele cu consum continuu este ceva mai ridicat 600..1 000 Nl/h. faţă de 150...400 Nl/h la cele cu consum intermitent.

Bibliografie

1. *Ioncsu G. ş.a.* **Traductoare. Principii şi metode de proiectare.** Tipografia IPB 1980.
2. *Norton H. N (ed).* **Handbook of Transducers for Electronic Measuring Systems.** Prentice-Hall Inc., Englewood Clifts NJ 1969.
3. *Coombs I. R. (ed).* **Basic Electronic Instruments Handbook.** Mc. Graw Hill Book Co. New-York 1972.
4. *Graeme I. G.* **Applications of operational amplifiers.** Mc. Graw Hill Book Co. New-York, 1973.
5. * * * **Circuite integrate în aparatura de automatizare.** Ed. Tehnică 1973.
6. *Sămpăleanu M.* **Circuite pentru conversia datelor.** Ed. Tehnică, Bucureşti 1980.
7. * * * **The Pressure Transducer Handbook.** National Semiconductor Corp., 1977.
8. *Woolvet G. A.* **Transducers in digital systems.** Peter Peregrinus Ltd., IEE, 1977.
9. *Florea S.* **Echipamente de automatizare pneumatice şi hidraulice.** Tipografia IPB., 1979
10. *Hnatek E. R.* **A Users' Handbook of D/A and A/D Converters.** John Wiley, New-York, 1976.
11. *Neubert H. K. P.* **Instrument Transducers.** Clarendon Press, Oxford 1975.
12. * * * **Catalooge de produse** IEA, Bucureşti, IEPAM Bîrlad, ITRD — Paşcani.

Capitolul 4

Principii generale de alegere a traductoarelor

4.1. Eficiența economică cu privire la utilizarea traductoarelor

Alegerea de către utilizator, dintr-o gamă relativ extinsă oferită de diverși producători, a tipului de traductor optim pentru o anumită aplicație constituie o problemă de natură tehnico-economică. Soluționarea corectă constă în aplicarea principiilor generale prin care se fundamentează orice investiție, în condițiile particularităților funcționale-constructive ale traductoarelor, determinate de locul, rolul și durata de utilizare a acestora în automatizarea proceselor industriale.

Folosind metodologia și terminologia aplicate în mod curent în practica proiectării și realizării instalațiilor industriale, principalii factori care definesc eficiența economică a utilizării unui traductor sînt următorii :

a) eficacitatea operațională ;
b) costurile totale de utilizare.

Eficacitatea operațională a unui traductor reprezintă o măsură a modului în care acesta satisface cerințele impuse de aplicația căreia îi este destinat, pe o perioadă de utilizare fixată. Ea cuprinde o componentă determinată de registrul de performanțe nominale (inițiale), capabile să asigure realizarea parametrilor specificați pentru desfășurarea optimă, sub raport calitativ și cantitativ, a procesului tehnologic în concordanță cu caracteristicile constructive ale agregatelor și instalațiilor aferente. Pe scurt, această componentă este denumită uneori *capabilitatea traductorului* [4].

O a doua componentă are în vedere aspectul dinamic, respectiv modul în care evoluează în timp capabilitatea pentru condițiile de funcționare prevăzute și poartă denumirea de *disponibilitatea traductorului* [4].

Costurile totale de utilizare însumează cheltuielile de *achiziție*, *verificare* și *instalare*, precum și cele de întreținere, cu scopul de *menținere a eficacității operaționale* pe durata de utilizare stabilită.

Între cei doi factori principali care determină eficiența economică a utilizării unui traductor, precum și între componentele lor există intercondiționări la diverse niveluri, așa cum se arată în figura 4.1.

Datorită acestor multiple conexiuni o analiză riguroasă care să conducă la explicitarea unor criterii cantitative de alegere, integrînd toate influențele posibile, este dificil de realizat și mai ales de aplicat operativ. Ca urmare,

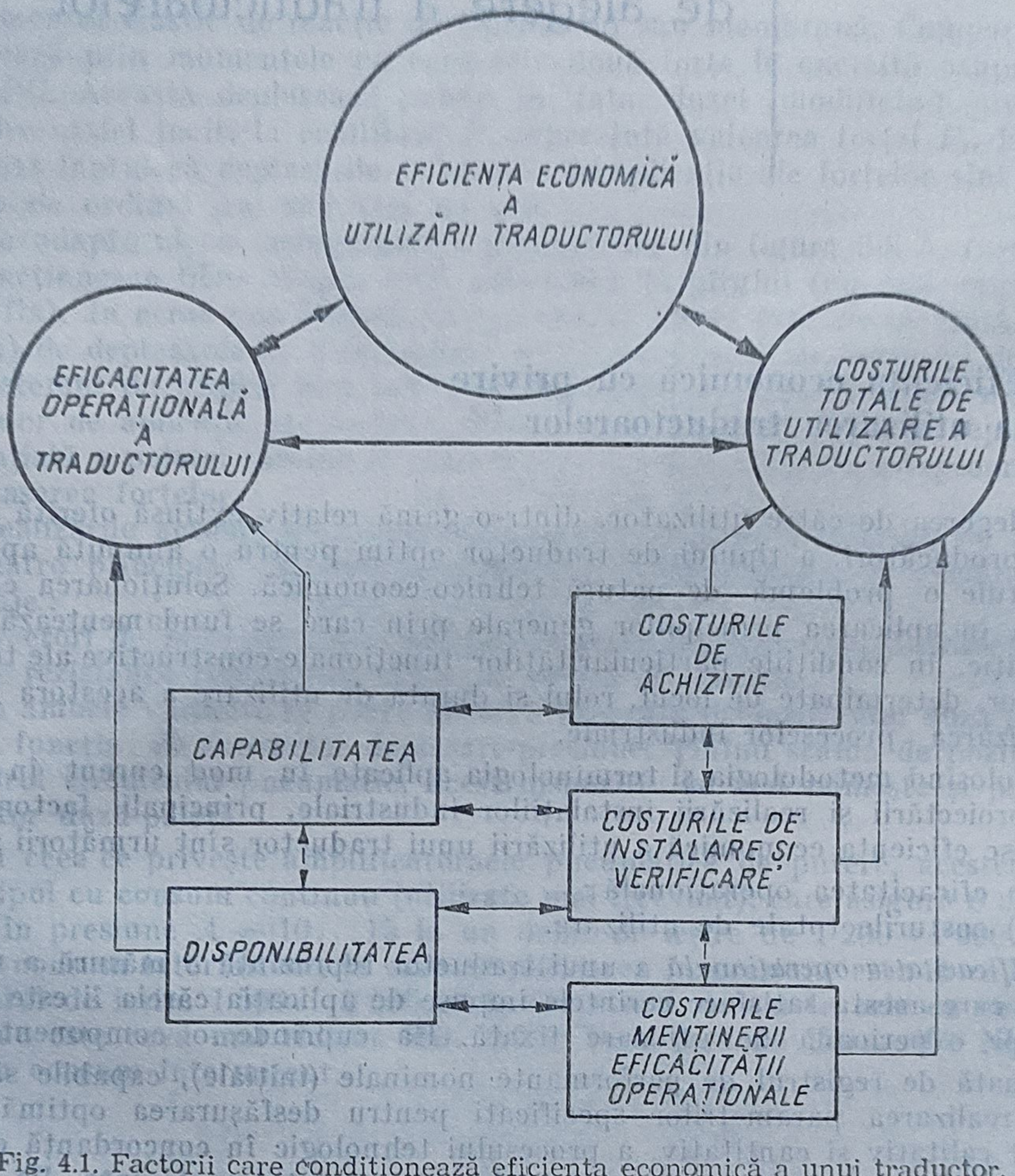


Fig. 4.1. Factorii care condiționează eficiența economică a unui traductor.

în cele ce urmează se vor evidenția unele aspecte calitative relativ la ponderile diverselor componente în estimarea eficienței economice, ținînd cont de informațiile uzuale oferite atît de producătorii de traductoare, cît și de tehnologii de procese.

4.2. Eficacitatea operațională a unui traductor

Eficacitatea operațională a unui traductor, ca un prim criteriu de alegere, trebuie să se raporteze strict la caracteristicile aplicației. Ca urmare, punctul de plecare îl constituie exprimarea corectă și detaliată a acestora a toleranțelor admise, cu justificările tehnico-economice corespunzătoare

Dat fiind rolul traductorului în sistemele automate, caracteristicile aplicației se referă atît la procesul tehnologic și instalațiile automatizate, precum și la echipamentele de automatizare (convenționale, cu calculator de proces, distribuite, etc.). Primele sînt cele care furnizează mărimile de intrare ale traductoarelor, iar celelalte recepționează semnalele de ieșire de la acestea.

4.2.1. Caracteristicile aplicației și specificarea performanțelor de referință

Caracteristicile aplicației stau la baza intocmirii unei specificații de performanțe tehnice (caiet de sarcini) prin intermediul cărora se poate defini un nivel de referință în raport cu care să se aprecieze eficacitatea operațională a tipurilor de traductoare susceptibile de a fi selectate.

Ținînd seama de marea diversitate de tipuri de traductoare și de producători există și o neuniformitate accentuată în ceea ce privește datele de catalog și modalitățile de prezentare a prospectelor sau a altor documentații tehnice. În consecință este dificil de a stabili o metodologie de întocmire a specificațiilor de performanțe care să concorde perfect cu informațiile relative la toate categoriile de traductoare și să permită comparații concludente pe toate componentele. Se pot distinge totuși unele cerințe comune în alcătuirea unor astfel de specificații, vizînd următoarele aspecte:

— destinația traductorului;
— principalele caracteristici funcționale;
— condiții de instalare și de mediu ambiant;
— cerințe privind realizarea constructivă;
— cerințe privind durata de funcționare;
— condiții de verificare și atestare a performanțelor.

Primele patru categorii de specificații sînt necesare îndeosebi pentru stabilirea nivelului de referință pentru capabilitate, iar ultimele două — pentru disponibilitate.

Pentru unele din punctele menționate, specificațiile de performanțe pot fi mai detaliate, ceea ce înseamnă restricții mai severe pentru alegere sau pot fi mai sumare, lăsînd o libertate mai mare de alegere. În toate cazurile trebuie să se respecte prevederile obligatorii stipulate prin legi, standarde, norme sau prescripții referitoare la domeniul în care se încadrează aplicația respectivă.

Corespunzător cu punctajul de mai sus, specificațiile de performanțe tehnice pentru traductoare trebuie să cuprindă:

a) *Cu privire la destinația traductorului*

— Natura și domeniul de variație al mărimii de intrare (măsurandului) exprimat în unități convenabile pentru proces (de exemplu, debit de apă caldă 200...350 m^3/h).

— Natura și domeniul de variație corespunzător al semnalului de ieșire compatibil cu echipamentele de automatizare cărora li se aplică (de exemplu, semnal unificat analogic 4...10 mA c.c.).

În afara celor menționate, specificațiile referitoare la destinația traductorului, pentru definirea completă a acesteia, trebuie să includă și alte caracteristici ale mărimii de măsurat (de exemplu, temperatura, presiunea statică, densitatea și viscozitatea apei calde), valoarea maximă accidentală pentru a stabili capacitatea de supraîncărcare, puterea care poate fi preluată în procesul de măsurare, etc.

b) *Cu privire la caracteristicile funcționale*

Caracteristici statice

— Specificațiile precedente referitoare la mărimea de măsurat și semnalul de ieșire definesc implicit caracteristica statică, respectiv sensibilitatea traductorului.

— Precizia, exprimată prin eroarea de bază maxim admisibilă (de exemplu, sub formă de eroare raportată admisibilă în procente 1,5%).

— Eroarea suplimentară, cu variația mărimilor de influență (de exemplu, pentru temperatură 0,5%/10°C).

— Eroarea maximă de neliniaritate 0,5%.

— Impedanța de sarcină pentru semnalul de ieșire (de exemplu, pentru ieșire 4...20 mA c.c., $R_s \leqslant 600\Omega$).

În anumite situații cînd se cer precizii ridicate, este necesar să se dispună de informații cu privire la puterea admisibilă care poare fi preluată de la măsurand și la statistica acestuia în vederea unei evaluări corecte a erorilor sistematice și aleatoare. În același scop se pot prevedea cerințe de autotestare și autocalibrare.

Caracteristici dinc mice

—Timpul tranzitoriu maxim, exprimat pentru traductor sau numai pentru elementul sensibil atunci cînd acesta determină în mod predominant dinamica și pentru o anumită bandă de stabilizare (de exemplu, $t_t \leqslant 10$ s pentru $B_{st} = 2\%$).

— Supracreșterea pentru cazurile în care există posibilități de regimuri oscilatorii amortizate (de exemplu, $\sigma_r \leqslant 5\%$).

— Acestea sînt cîteva dintre specificațiile mai importante utilizate în mod frecvent la alegerea traductoarelor analogice uzuale. De la caz la caz, ele pot fi înlocuite sau completate cu altele mai semnificative (de exemplu, pentru traductoarele numerice precizia și timpul tranzitoriu se înlocuiesc prin rezoluție și timp de conversie, pentru traductoarele destinate unor mărimi care variază rapid, cum sînt vibrațiile, se specifică banda de frecvență etc.).

Atît performanțele statice, cît și cele dinamice trebuie bine corelate cu ale celorlalte elemente care intră în componența sistemului de conducere automată, pentru a se putea asigura performanțele acestuia în ansamblu. Astfel precizia traductorului trebuie să fie sensibil superioară celei cu care se realizează algoritmul de conducere (legea de reglare), iar timpul tranzitoriu mult inferior celui determinat de proces și de celelalte componente ale sistemului.

c) *Cu privire la condițiile de instalare și ale mediului*

— Instalarea în aer liber cu precizarea zonei geografice, sau instalarea în interiorul unor construcții cu indicarea tipului acestora.

— Domeniul de variație pentru temperatura mediului ambiant (de exemplu, —20°C...+45°C), sau temperatura medie, variația temperaturii mediului în 8 ore, dacă nu rezultă implicit din condițiile de instalare.

— Domeniul de variație pentru umiditatea aerului, exprimat sub forma de umiditate relativă în procente (de exemplu, 40%—95%), uneori umiditatea relativă este specificată în corelație cu domeniul de temperatură sau se prevede domeniul de variație a presiunii vaporilor de apă în atmosferă la temperaturile respective.

— Caracteristicile atmosferei explozive și ale surselor de aprindere, atunci cînd acestea există, astfel ca să se poată determina zona de pericol de explozie în care se încadrează și tipul de protecție necesară.

— Natura și intensitatea acțiunii agenților corosivi, respectiv gradul de coroziune și eventual recomandări privind materialele rezistente la coroziune pentru elementul sensibil sau alte componente care vin în contact cu acești agenți.

— Necesități de protejare împotriva solicitărilor unor factori meteorologici precum roua, ploaia, bruma, zăpada, înghețul, pe baza cărora, alături de temperatură și umiditate sau de precizarea zonei geografice, să se deducă toate informațiile pentru stabilirea tipului de protecție climatică.

— Necesități de protejare împotriva deteriorărilor mecanice, a pătrunderii apei, a atingerii de către persoane a părților aflate sub tensiune sau în mișcare, din care să rezulte gradele normale de protecție.

— Existența unor mărimi perturbatoare, șocuri, vibrații, cîmpuri electrice sau magnetice, radiații ionizante, care implică necesitatea unor măsuri de protecție.

d) *Cu privire la realizarea constructivă*

Principalele caracteristici constructive necesare rezultă implicit din specificațiile anterioare referitoare la destinație, caracteristici funcționale și mai ales din condițiile de instalare și de mediu.

În multe cazuri însă se impun și alte precizări constructive, legate, îndeosebi, de cerințele de natură mecanică și electrică relativ la cuplarea cu instalația tehnologică și cu echipamentele de automatizare. Aceste cerințe, extrem de diversificate, presupun adesea schițe de amplasare și detalii de montaj.

În funcție de concepția de ansamblu asupra instalațiilor de automatizare sau în scopul unei standardizări constructive, se poate cere ca elementul sensibil și traductorul să formeze o singură unitate constructivă care se montează direct pe instalația tehnologică, sau numai elementul sensibil este amplasat acolo iar adaptorul este instalat într-un dulap de automatizare local sau pe un panou într-o cameră de comandă. Cele două alternative au implicații asupra dimensiunilor, modurilor de interconectare, distanțelor maxime posibile, surselor de alimentare, modalităților de transmitere a semnalelor intermediare sau de ieșire, etc.

Atît pentru asigurarea performanțelor, cît și din considerente de uniformizare, de obținere a unor condiții mai ușoare de întreținere și reparare, se prevede uneori utilizarea expresă a unor materiale și tehnologii în conformitate cu anumite prescripții, norme sau standarde.

e) *Cu privire la durata de funcţionare.*

Cerinţele privind durata de funcţionare au drept scop stabilirea caracteristicilor necesare de fiabilitate (de exemplu, MTBF — media timpului de bună funcţionare) şi de mentenabilitate (de exemplu, MTTR — media timpului de reparare şi testare în vederea repunerii în funcţiune).

Alcătuirea unor specificaţii în acest sens trebuie să ţină cont de o multitudine de aspecte, printre care :

— efectele acţiunii de durată ale măsurandului asupra elementului sensibil ;

— efectele acţiunilor de durată ale factorilor de mediu sau ale altor agenţi nocivi asupra traductorului ;

— efectele indisponibilităţii traductorului asupra celorlalte echipamente de automatizare şi asupra conducerii procesului ;

— duratele de bună funcţionare şi de reparare pentru utilajele şi instalaţiile la care este conectat traductorul ;

— posibilităţile de identificare a unor căderi parametrice (de exemplu, ieşirea din clasă) sau catastrofice (întreruperea funcţionării) şi de intervenţie rapidă în vederea repunerii în funcţiune ;

— evoluţia costurilor de utilizare ;

După cum se poate observa, condiţiile de instalare şi funcţionare au o pondere importantă în elaborarea acestor specificaţii, dar şi performanţele funcţionale trebuie avute în vedere — cu cît ele sînt mai ridicate iniţial, cu atît menţinerea lor un timp mai lung este mai dificilă.

f) *Cu privire la condiţiile de verificare şi atestare a performanţelor*

De regulă, performanţele specificate în cataloage sau în documentele de însoţire reflectă rezultatele unor verificări de tip, de lot etc., efectuate de către producător şi/sau de laboratoare autorizate în conformitate cu metodologia precizată în norma tehnică de produs. Pentru anumite performanţe ale unor traductoare frecvent utilizate, metodologiile de verificare pot fi cuprinse în norme sau prescripţii cu aplicabilitate mai largă, cum sînt cele metrologice sau chiar în standarde. În general aceste verificări, atestate prin certificate de calitate, sînt satisfăcătoare pentru aplicaţiile industriale uzuale.

În cazurile unor aplicaţii speciale, de exemplu aeronave, vapoare, instalaţii nucleare, etc., pot intervenii necesităţi de verificare speciale referitoare atît la anumite performanţe (tipuri de erori de influenţă, rezistenţă la şocuri şi vibraţii, etc.), precum şi la fiabilitate. Aceste verificări trebuie specificate în concordanţă cu prescripţiile domeniului de aplicaţie şi cu precizarea organului autorizat să elibereze certificatele de atestare.

4.2.2. Modalităţi de evaluare a eficacităţii operaţionale

O primă etapă constă în stabilirea, pe baza unor date restrînse din specificaţia de caracteristici ale aplicaţiei (de exemplu, destinaţia şi unele performanţe indispensabile), a cîtorva tipuri de traductoare susceptibile de a asigura o eficacitate operaţională acceptabilă.

În etapa următoare, pentru tipurile de traductoare reținute se procedează la colectarea din cataloage, documentații tehnice sau direct de la furnizori, a unui volum de informații cît mai amplu, în concordanță cu întreg cuprinsul specificațiilor privitoare la aplicație.

În continuare se procedează la o comparare selectivă, poziție cu poziție, a prevederilor din specificațiile aplicației cu cele referitoare la traductoarele respective. Deoarece multe dintre specificații nu sînt de natură cantitativă (nu cuprind valori numerice), ci sînt exprimate de o manieră calitativă, rezultatele comparațiilor este indicat să se exprime sub formă binară (corespunde, nu corespunde). În acest mod unele fiind rejectate, se ajunge la restrîngerea numărului de traductoare care rămîn în competiție, dar pentru acestea nu se poate stabili nici o relație de ordonare din punctul de vedere al eficacității operaționale. Unele indicații în acest sens le-ar putea furniza luarea în considerare a ordonărilor observabile la performanțele sau cerințele exprimate cantitativ, dar trebuie procedat cu atenție întrucît pot să apară ambiguități.

Un pas mai departe către o evaluare cantitativă a eficacității operaționale prin integrarea tuturor factorilor determinanți îl constituie asocierea unor ponderi pentru fiecare din rezultatele comparațiilor de mai sus (după eliminarea celor necorespunzătoare) și însumarea lor. În principiu, un astfel de procedeu poate conduce la o formă de exprimare cantitativă care să permită o ordonare a eficacității operaționale și să constituie un criteriu de selecție. Trebuie observat însă că este dificil de stabilit o metodologie generală de acordare a ponderilor, valorile atribuite depinzînd de competența utilizatorului.

În consecință, în lipsa fundamentării științifice a unor modele matematice ale eficacității operaționale și a unor algoritmi de estimare corespunzători, metodele mai puțin riguroase dar mai simple, de tipul celor menționate, în care experiența utilizatorului are un rol important, își găsesc o aplicabilitate frecventă.

Observațiile de mai sus se referă în principal la evaluarea capabilității traductoarelor. În ceea ce privește disponibilitatea, există posibilitatea de exprimare cantitativă în raport cu specificațiile de fiabilitate (MTBF) și mentenabilitate (MTTR) sub forma unui coeficient

$$K_L = \frac{\text{MTBF}}{\text{MTBF} + \text{MTTR}},$$

ce poare fi utilizat în funcție de caracteristicile aplicației, ca un criteriu discriminatoriu.

4.3. Costurile totale de utilizare

Aprecierea costurilor totale de utilizare a unui traductor necesită o evaluare a celor trei componente menționate — costuri de achiziție, costuri de instalare și costuri de menținere a eficacității operaționale. Urmărind în

primul rînd o analiză cu valoare metodologică privitor la estimarea eficienței economice a utilizării unui traductor, se vor prezenta, în principiu, factorii determinanți ai acestor costuri și relațiile lor cu eficacitatea operațională.

Costurile de achiziție sînt determinate în esență de prețurile de vînzare stabilite de diverși furnizori, la care se mai pot adăuga cheltuieli de transport, de depozitare, de documentare, etc., avînd o pondere sensibil mai redusă. Lăsînd la o parte o serie de factori subiectivi sau conjuncturali în stabilirea prețurilor de vînzare ale traductoarelor este de observat că ele, de regulă, se află într-o strînsă dependență de performanțele tehnice. În literatura de specialitate [3] sînt date asemenea dependențe în raport cu anumiți indicatori de performanță, de exemplu eroarea totală. Printr-o extrapolare a acestor informații se poate admite o dependență aproximativă de tip parabolic între costurile de achiziție și eficacitatea operațională.

Costurile de instalare constau din cheltuielile de montaj al traductorului propriu-zis și al anexelor acestuia, de executie a cuplărilor mecanice și a conexiunilor electrice, de verificare și reglaj pentru punerea în funcțiune. Aceste costuri sînt strîns legate de caracteristicile constructive ale traductorului : masă, dimensiuni, element sensibil și surse de alimentare separate sau incluse în aceeași unitate constructivă cu adaptorul, măsuri suplimentare de protecție, facilitățile de testare, etc. Numeroșii factori menționați determină domenii largi de variație a costurilor de instalare și verificare dar, în medie, se poate considera că pentru aplicațiile industriale curente sînt inferioare costurilor de achiziție. Dependența dintre aceste costuri și eficacitatea operațională este mai dificil de exprimat cantitativ, dar apare în mod evident și în acest caz o creștere a lor pe măsura sporirii cerințelor de eficacitate operațională.

Costurile de menținere a eficacității operaționale, constînd din costurile de întreținere, de reparații, verificări și repuneri în funcțiune, etc., prezintă o importanță deosebită atît prin ponderea lor, cît și prin luarea în considerare a efectelor provocate asupra procesului tehnologic datorită indisponibilității traductorului.

Pentru a putea emite aprecieri asupra costurilor de utilizare, trebuie observat că în raport cu posibilitățile de efectuare a lucrărilor de mentenanță aplicațiile se pot împărți în următoarele trei grupe :

Grupa I cuprinde aplicații de tipul celor spațiale, nucleare, maritime și terestre în locuri greu accesibile, pentru care nu pot fi asigurate operațiile normale de mentenanță. Disponibilitatea traductoarelor aferente unor asemenea aplicații este obținută printr-o creștere considerabilă a fiabilității (MTBF). În aceste condiții costurile pentru mentenanță sînt foarte reduse, în schimb costurile de achiziție și eventual cele de instalare sînt foarte mari, ceea ce face ca, pe ansamblu, costurile totale de utilizare să se situeze la un nivel ridicat.

Grupa II include aplicațiile care presupun investiții relativ mici (de exemplu, industria unor bunuri de larg consum) și la care disponibilitatea rezultă prin alocarea unor intervale de timp scurte pentru întreținere și reparații în condițiile unor pretenții modeste de fiabilitate. Ca urmare, costu-

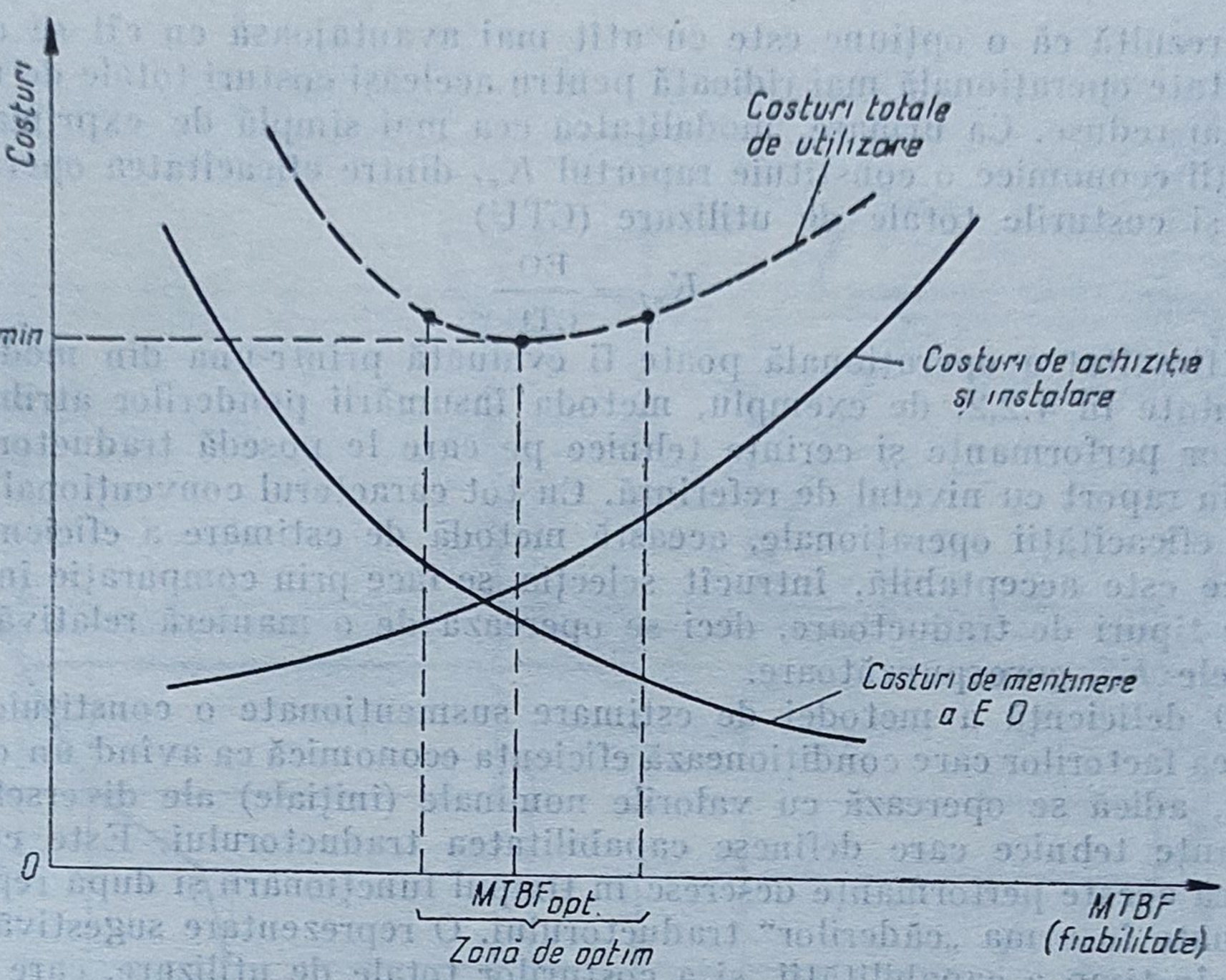


Fig. 4.2. Minimizarea costurilor totale de utilizare.

rile de menținere a eficacității operaționale capătă o pondere mai mare, dar cele de achiziție sînt scăzute determinînd costuri totale de utilizare mai reduse față de grupa precedentă.

Grupa III se referă la categoria largă de aplicații din ramurile industriale de bază (petrochimie, metalurgie, energetică, construcții de mașini, etc.) pentru care trebuie realizată o echilibrare judicioasă a fiabilității și mentenabilității. Aceasta presupune asocierea unor procedee de asigurare a unei fiabilități ridicate cu tehnici de reducere a intervalelor de indisponibilitate. Pe această cale se poate ajunge la determinarea unor domenii de fiabilitate pentru care costurile de achiziție și de instalare, pe de o parte, și cele de menținere a eficacității operaționale necesare, pe de altă parte, sînt astfel încît conduc la costuri totale de utilizare minime. În fig. 4.2 este ilustrată principial această posibilitate.

Cu tot caracterul ilustrativ al unei astfel de reprezentări, ea relevă posibilitatea obținerii unei soluții optime din punctul de vedere al costurilor totale de utilizare

4.4. Estimarea eficienței economice

După cum s-a arătat în subcapitolul 4.1, eficiența economică cu privire la utilizarea unui traductor este determinată de cei doi factori analizați anterior — eficacitatea operațională și costurile totale de utilizare. În mod

firesc rezultă că o opțiune este cu atît mai avantajoasă cu cît se obține o eficacitate operațională mai ridicată pentru aceleași costuri totale de utilizare sau mai reduse. Ca urmare, modalitatea cea mai simplă de exprimare a eficacității economice o constituie raportul K_{ef} dintre eficacitatea operațională (EO) și costurile totale de utilizare (CTU)

$$K_{ef} = \frac{\text{EO}}{\text{CTU}}$$

Eficacitatea operațională poate fi evaluată printr-una din modalitățile prezentate în 4.2.2; de exemplu, metoda însumării ponderilor atribuite diferitelor performanțe și cerințe tehnice pe care le posedă traductorul analizat în raport cu nivelul de referință. Cu tot caracterul convențional al evaluării eficacității operaționale, această metodă de estimare a eficienței economice este acceptabilă, întrucît selecția se face prin comparație între mai multe tipuri de traductoare, deci se operează de o manieră relativă cu raportele K_{ef} corespunzătoare.

O deficiență a metodei de estimare susmenționate o constituie considerarea factorilor care condiționează eficiența economică ca avînd un caracter static, adică se operează cu valorile nominale (inițiale) ale diverselor performanțe tehnice care definesc capabilitatea traductorului. Este cunoscut însă că aceste performanțe descresc în timpul funcționării și după reparațiile efectuate în urma „căderilor" traductorului. O reprezentare sugestivă a evoluției în timp a capabilității și a costurilor totale de utilizare, care de asemenea au o componentă dinamică reprezentată de cheltuielile de menținere a eficacității operaționale, este redată în fig. 4.3.

Graficele din fig. 4.3 sînt specifice evoluției capabilității și costurilor totale de utilizare pentru traductoare destinate unor aplicații din grupa III.

Din analiza graficului de evoluție în timp a capabilității, pe care sînt evidențiate și intervalele de indisponibilitate pentru reparații, se poate aprecia durata de funcționare a traductorului pînă în momentul în care apare necesară înlocuirea sa. Această durată este determinată, pe de o parte, de scăderea capabilității sub nivelul de referință, într-un interval de timp egal sau mai mic decît media timpului de bună funcționare fixată și, pe de altă parte, de creșterea costurilor de reparație peste o limită admisibilă.

În situația în care se dispune de o evaluare a evoluției în timp a capabilității, sub forma unui grafic de tipul celui din fig. 4.3 *a* sau într-o manieră similară, eficacitatea operațională a traductorului considerat poate fi determinată cantitativ printr-o operație de mediere

$$\text{EO} = \frac{1}{T}\int_0^T C(t)\,dt$$

unde $C(t)$ este capabilitatea ca o funcție de timp, iar T este durata de funcționare preliminată.

Intervalele de timp de bună funcționare și cele de indisponibilitate fiind determinate, integrala precedentă este ușor de calculat pe porțiuni

$$\text{EO} = \frac{1}{T}\sum_{k=1}^{n}\int_0^{t_k} C_k(t)\,dt$$

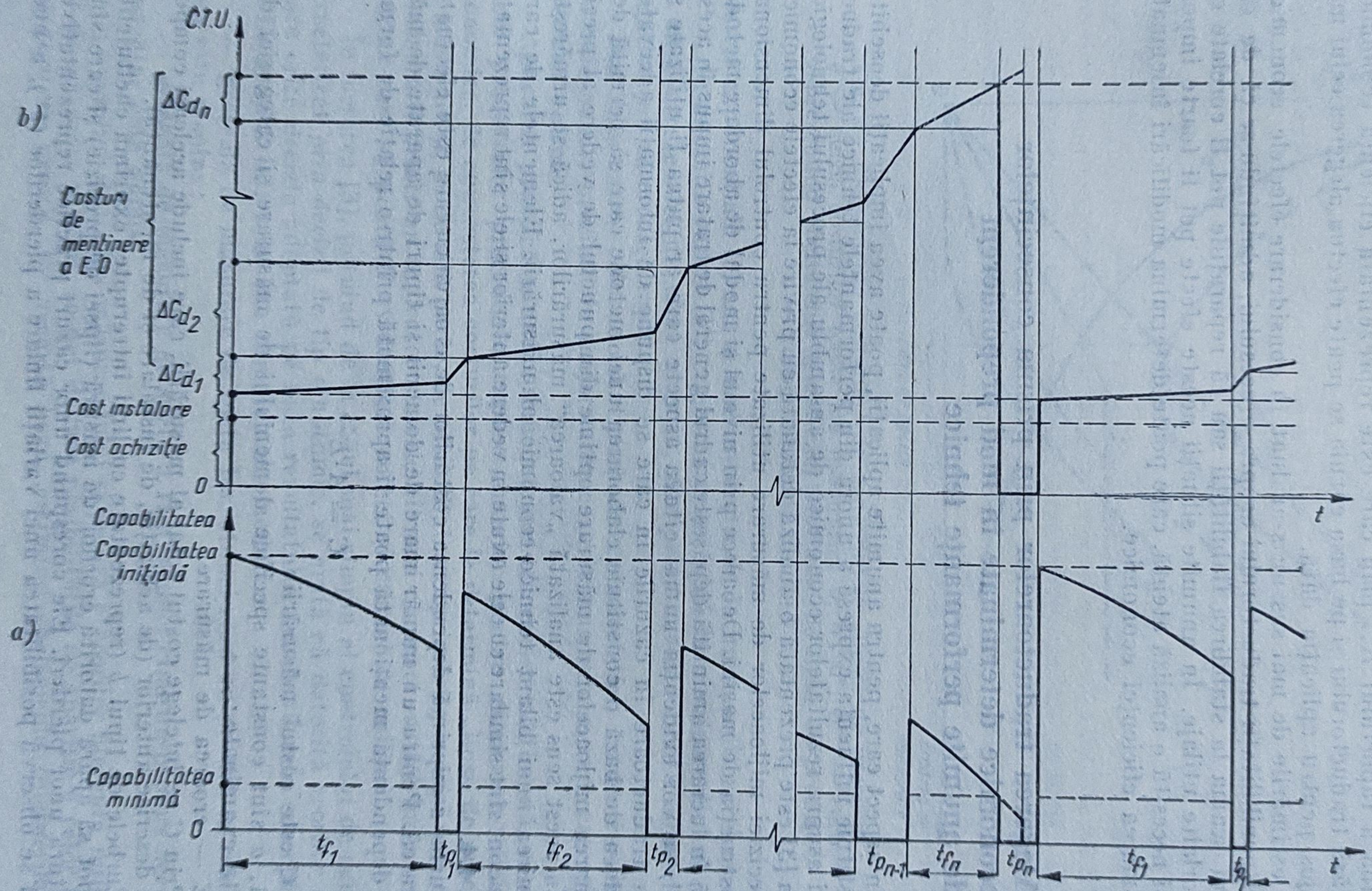


Fig. 4.3. Evoluția în timp a capabilității *(a)* și a costurilor de utilizare *(b)*; t_{f_1}, t_{f_2}, ..., t_{f_n}, — timpii de bună funcționare; t_{p_1}, t_{p_2}, ..., t_{p_n}, — intervalele de indisponibilitate.

Evaluarea pe această cale a EO și cunoașterea CTU permite o estimare mai bună a raportului K_{ef} prin care este reprezentată eficiența economică a utilizării traductorului și pe baza căruia se poate efectua alegerea celui mai avantajos pentru aplicația dată.

În estimările de mai sus nu s-au luat în considerare efectele economice ale indisponibilității traductorului asupra procesului, admițîndu-se că de ele s-a ținut seama la stabilirea fiabilității sau că reparațiile pot fi corelate cu ale celorlalte utilaje. În anumite situații aceste efecte pot fi foarte importante și necesită o analiză atentă, care poate determina modificări însemnate în estimarea eficienței economice.

4.5. Alegerea traductoarelor prin prisma consecințelor economice determinate în mod preponderent de anumite performanțe tehnice

Un aspect care, pentru anumite aplicații, poate avea implicații deosebite îl constituie influența expresă a unora din performanțele tehnice ale traductorului asupra rezultatelor economice de ansamblu ale procesului tehnologic.

În [3] este prezentată o analiză detaliată cu privire la efectele economice ale preciziei mijloacelor de măsurare utilizate pentru controlul dimensional în construcția de mașini. Deoarece prin nivelul și modul de abordare metoda expusă în lucrarea amintită depășește cadrul general de tratare impus în acest capitol, se vor evidenția numai cîteva aspecte care ar putea fi utilizate și pentru traductoare în cazurile în care se dispune de informații adecvate.

Ideea de bază o constituie elaborarea unei metode care să permită determinarea mijloacelor de măsurare optime din punctul de vedere al preciziei. În acest sens este analizată „valoarea“ măsurărilor, adică se urmărește întocmirea unui bilanț tehnico-economic al măsurării. Elementele de care se ține cont sînt similare cu cele avute în vedere anterior și ele sînt reprezentate în fig. 4.4.

Curba *a* exprimă dependența costurilor de eroarea cu care este efectuată măsurarea. Pentru un număr mare de domenii și tipuri de aparate de măsurat dependența menționată poate fi aproximată printr-o relație de forma

$$C = A \cdot E^{-a}$$

unde C este costul măsurării;

A, a sînt constante specifice domeniului de măsurare și categoriei de aparate examinate;

E — eroarea de măsurare.

Prin C se înțelege costul total al măsurării, care include aceleași componente descrise anterior (de achiziție, de instalare și de mentenanță).

Curbele de tipul *b* (reprezentate cu linii întrerupte) exprimă cheltuielile care pot să apară datorită erorilor de măsură (lipsei de precizie) și care sînt de natura unor pierderi. Ele corespund unor cazuri practice reprezentative. Astfel se observă posibilitatea unei variații liniare a pierderilor (b''), a unei

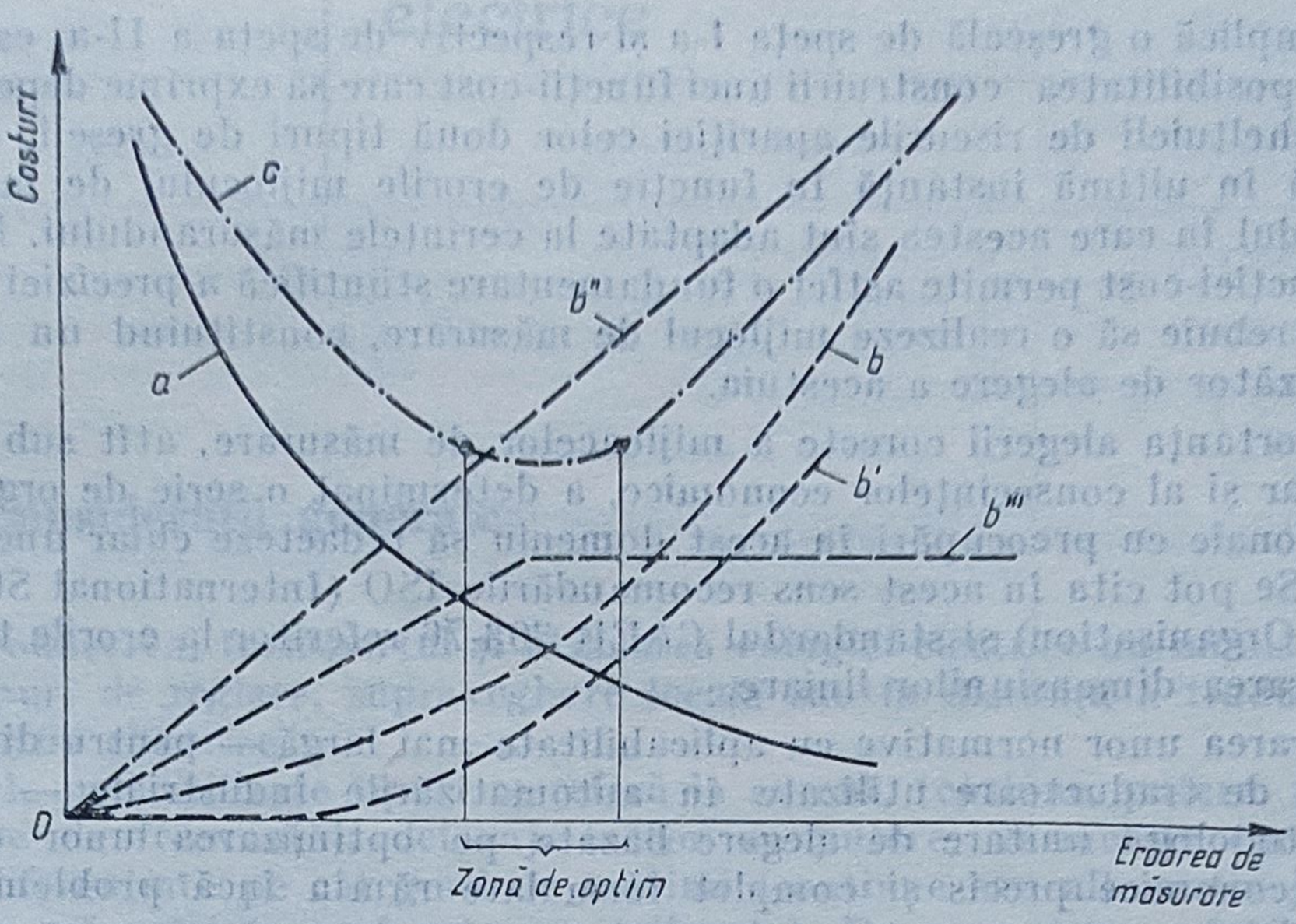


Fig. 4.4. Dependența costurilor de consecințele „lipsei de precizie“ : a — curba costurilor totale ale măsurării ; b, b', b'', b''' — curbe reprezentînd cheltuielile (pierderile) provocate de lipsa de precizie ; c — curba rezultantă din $a+b$.

creșteri exponențiale (b) sau a unei saturații de la un anumit nivel al erorii (b'''). În anumite cazuri (b') creșterea erorii pînă la o valoare limită poate să nu genereze nici un efect negativ, dar peste această limită consecințele negative pot să crească rapid.

Din însumarea celor două tipuri de caracteristici, curba rezultantă (cu linie punct) prezintă în majoritatea cazurilor un minim care corespunde preciziei optime.

Aplicarea practică a unei asemenea metode este condiționată, ca și în cazul procedeelor precedente expuse anterior pentru estimarea eficienței economice, de cunoașterea costurilor pe care le determină „lipsa de precizie“ de măsurare și, pe de altă parte, de posibilitatea exprimării preciziei rezultante a măsurării printr-un indicator sintetic cît mai compact, astfel încît relația precizie-cost să poată fi evidențiată corect și comod de utilizat.

În lucrarea [3], pornind de la cazul mai simplu al controlului de calitate caracterizat prin decizii de tip dihotomic, se arată că datorită erorilor aleatoare orice decizie adoptată pe baza rezultatului măsurării este susceptibilă să fie greșită într-unul din următoarele moduri :

— greșeală de măsurare de speța I-a, atunci cînd un produs în realitate bun este respins ;

— greșeală de măsurare de speța a II-a, atunci cînd un produs necorespunzător este admis.

Cunoscînd statistica măsurandului și pe cea e erorilor aferente mijlocului de măsurare utilizat, se pot deduce posibilitățile de apariție a celor două categorii de greșeli. Pe această bază, estimînd cheltuielile (pierderile) pe

care le implică o greșeală de speța I-a și respectiv de speța a II-a, este prezentată posibilitatea construirii unei funcții-cost care să exprime dependența acestor cheltuieli de riscurile apariției celor două tipuri de greșeli, ceea ce înseamnă în ultimă instanță în funcție de erorile mijlocului de măsurare și de modul în care acestea sînt adaptate la cerințele măsurandului. Minimizarea funcției-cost permite astfel o fundamentare științifică a preciziei optime pe care trebuie să o realizeze mijlocul de măsurare, constituind un criteriu corespunzător de alegere a acestuia.

Importanța alegerii corecte a mijloacelor de măsurare, atît sub raport tehnic dar și al consecințelor economice, a determinat o serie de organisme internaționale cu preocupări în acest domeniu să redacteze chiar unele normative. Se pot cita în acest sens recomandările ISO (International Standardisation Organisation) și standardul CAER 303-76 referitor la erorile tolerate la măsurarea dimensiunilor liniare.

Elaborarea unor normative cu aplicabilitate mai largă — pentru diversele categorii de traductoare utilizate în automatizările industriale — sau a unei metodologii unitare de alegere bazate pe optimizarea unor criterii tehnico-economice precis și complet formulate rămîn încă probleme deschise.

Bibliografie

1. *Bassière M., Gaignebet E.* **Métrologie générale** Dunod, Paris, 1963.
2. *Crow F. L.* **Optimum Allocation of Calibration Errors.** Industr. Qual. Control, 23, nr. 5, 1966.
3. *Wiener T., Crețu F.* **General principles of choosing transducers and instruments. Maintenance and calibration of instruments in industry.** Zagreb 1983.
4. *Musceleanu I., Lacsz L.* **Politica de calitate și garantare a fiabilității.** Revista Economică, nr. 8, 1981.

Capitolul 5

Traductoare pentru mărimi electrice

5.1. Considerații generale

Producerea, transportul și utilizarea energiei electrice au impus folosirea în scopuri de reglare, supraveghere locală sau la distanță a traductoarelor de mărimi electrice.

Cele mai utilizate tipuri se referă la curent, tensiune, putere, frecvență (abatere de frecvență), defazaj, factor de putere, variantele constructive fiind diferențiate pe categorii de mărimi (continue sau alternative), sau tipuri de măsurări (monofazate sau trifazate). De asemenea se întîlnesc realizări folosite numai pentru semnale alternative sinusoidale (nedistorsionate), cît și pentru semnale cu grad ridicat de distorsiuni.

Marea majoritate a aplicațiilor se referă la frecvența industrială (50 Hz), întîlnindu-se însă traductoare de curent și tensiune continuă — utilizate la reglarea turației motoarelor de c.c.

În general, principiul de funcționare se bazează pe conversia mărimilor electrice — preluate direct sau prin intermediul unor elemente primare de transformare — în semnale unificate de tensiune sau curent continuu.

Tipurile de traductoare de mărimi electrice care vor fi tratate în acest capitol sînt prezentate în tabelul 5.1.

Tabelul 5.1

Tipuri de traductoare de mărimi electrice

Mărimea electrică	Principiul funcțional	Observații
Curent continuu (I_{cc})	Cu compensare de cuplu	Pot fi prevăzute cu 2 echipaje de intrare pentru sumarea (scăderea) a doi curenți
	Cu amplificator-convertor de curent continuu	Folosite la reglarea proceselor rapide (seria UNIDIN)
Curent alternativ (I_{cf})	Cu compensare de cuplu	Au caracteristică pătratică
	Cu redresare și filtrare	Nu necesită alimentare auxiliară
	Cu calculul valorii efective	Folosite pentru semnale distorsionate; plajă largă de frecvență
Tensiune continuă (U_{cc})	Cu compensare de cuplu	Idem c.c.
	Cu amplificator convertor de curent continuu	Idem c.c.

Tabelul 5.1 (continuare)

Mărimea electrică	Principiul funcțional	Observații
Tensiune alternativă ($U_{\sim}$)	Cu compensare de cuplu	Idem c.a.
	Cu redresare și filtrare	Idem c.a.
	Cu calculul valorii efective	Idem c.a.
Putere activă monofazată (P)	Cu compensare de cuplu	
	Cu medierea statică a valorilor instantanee	
Putere reactivă monofazată (Q)	Cu compensare de cuplu	
	Cu medierea statică a valorilor instantanee	
Putere activă trifazată (P)	Cu compensare de cuplu	Pentru sisteme simetrice și echilibrate au un singur echipaj de intrare, respectiv un singur multiplicator analogic ; pentru sisteme simetrice neechilibrate au 2 echipaje, respectiv 2 multiplicatoare
	Cu medierea statică a valorilor instantanee	
Putere reactivă trifazată (Q)	Cu compensare de cuplu	Sînt similare celor de putere activă utilizîndu-se modalitățile de măsurare a puterii reactive trifazate cu un wattmetru (sistem simetric echilibrat), respectiv două wattmetre (sistem simetric neechilibrat)
	Cu medierea statică a valorilor instantanee	
Frecvență (f)	Cu medierea impulsurilor	
Abatere de frecvență (Δf)	Cu elemente dependente de frecvență	
	Cu medierea impulsurilor	
	Pe principii numerice	
Defazaj (φ) și factor de putere (K_p)	Cu medierea impulsurilor	
	Cu compensare de cuplu	

Realizările industriale, pentru fiecare mărime în parte, pot fi urmărite în § 5.9.

5.2. Caracterizarea generală a traductoarelor de mărimi electrice

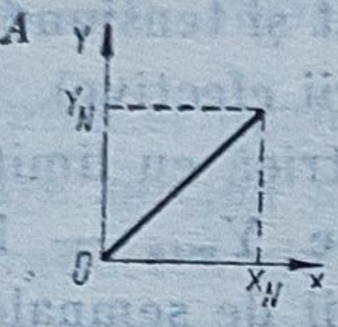
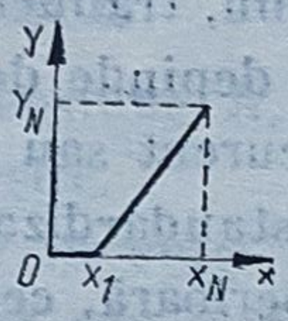
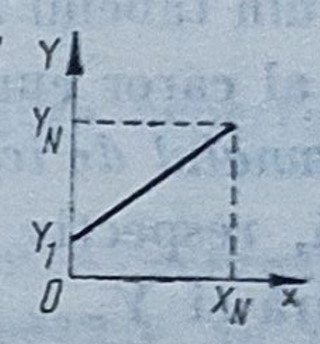
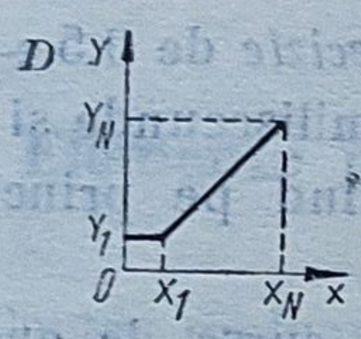
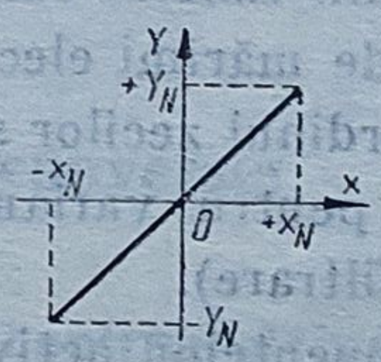
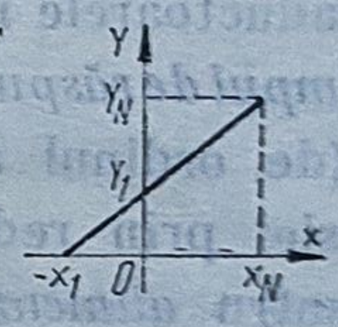
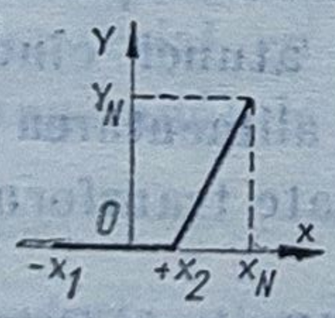
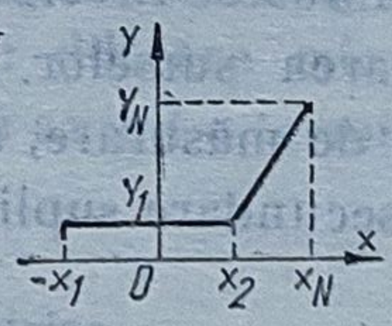
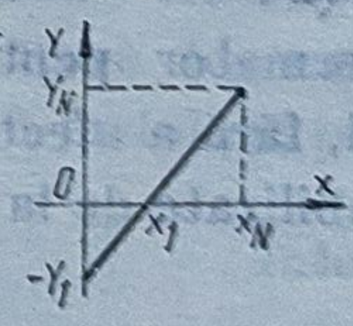
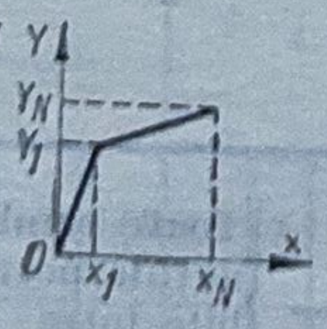
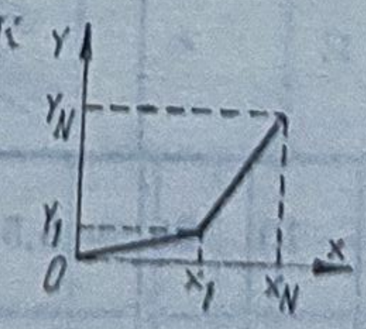
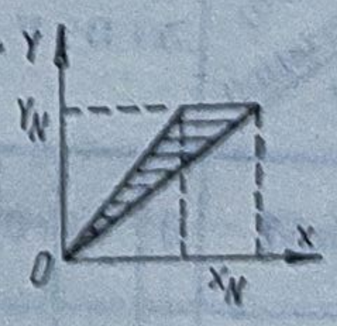
O caracteristică generală a mărimilor electrice prezentate în tabelul 5.1 este aceea că, de regulă, intrarea în traductor nu se face direct ci prin intermediul unor elemente auxiliare standardizate ca : șunturi, divizoare de tensiune (pentru mărimile continue), transformatoare de curent, transformatoare de tensiune (pentru mărimile alternative).

De asemenea, avînd în vedere diversitatea de aplicații, se construiesc variante ale aceluiași tip de traductor avînd caracteristici statice diferite. Cu notația X — mărimea de intrare, Y — mărimea de ieșire, în tabelul 5.2 este prezentat un sumar de caracteristici statice întîlnite în realizarea traductoarelor de mărimi electrice.

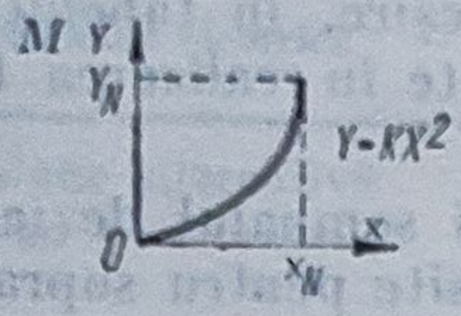
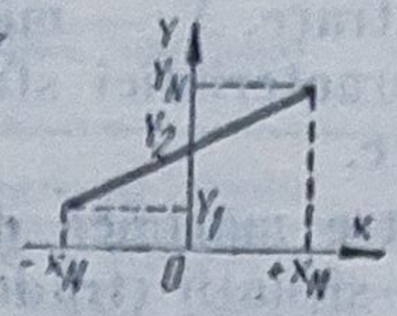
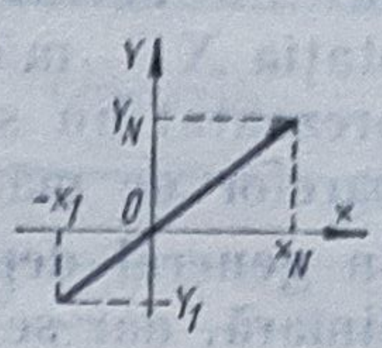
În general dependența între mărimea de intrare și semnalul de ieșire este liniară, dar se întîlnesc și situații (traductoare folosite pentru supraveghere) în care caracteristica statică este neliniară, cum este cazul caracteris-

Tabelul 5.2

Tipuri de caracteristici statice pentru traductoarele de mărimi electrice

A  Intrare : $0 \ldots X_N$ Ieșire : $0 \ldots Y_N$	B  Intrare : $0 \ldots X_1 \ldots X_N$ Ieșire : $0 \ldots 0 \ldots Y_N$	C  Intrare : $0 \ldots X_N$ Ieșire : $Y_1 \ldots Y_N$
D  Intrare : $0 \ldots X_1 \ldots X_N$ Ieșire : $Y_1 \ldots Y_1 \ldots Y_N$	E  Intrare : $-X_N \ldots 0 \ldots +X_N$ Ieșire : $-Y_N \ldots 0 \ldots +Y_N$	F  Intrare : $-X_1 \ldots 0 \ldots X_N$ Ieșire : $0 \ldots Y_1 \ldots Y_N$
G  Intrare : $-X_1 \ldots +X_2 \ldots X_N$ Ieșire : $0 \ldots 0 \ldots Y_N$	H  Intrare : $-X_1 \ldots +X_2 \ldots X_N$ Ieșire : $Y_1 \ldots Y_1 \ldots Y_N$	I  Intrare : $0 \ldots X_1 \ldots X_N$ Ieșire : $-Y_1 \ldots 0 \ldots Y_N$
J  Intrare : $0 \ldots X_1 \ldots X_N$ Ieșire : $0 \ldots Y_1 \ldots Y_N$	K  Intrare : $0 \ldots X_1 \ldots X_N$ Ieșire : $0 \ldots Y_1 \ldots Y_N$	L  Intrare : $0 \ldots X_N$ Ieșire : $0 \ldots Y_N$

Tabelul 5.2 (continuare)

M  Intrare : $0 \ldots X_N$ Ieşire : $0 \ldots Y_N$	N  Intrare : $-X_N \ldots 0 \ldots +X_N$ Ieşire : $Y_1 \ldots Y_2 \ldots Y_N$	O  Intrare : $-X_1 \ldots 0 \ldots X_N$ Ieşire : $-Y_1 \ldots 0 \ldots Y_N$

ticii N din tabelul 5.2 (de exemplu, traductoarele de curent şi tensiune sinusoidală al căror curent de ieşire depinde de pătratul valorii efective).

Semnalul de ieşire este un curent sau o tensiune electrică cu limita inferioară, respectiv superioară, standardizată. Cu notaţiile Y_{min} — limita inferioară şi Y_{max} — limita superioară, cele două categorii de semnale unificate întîlnite în construcţia traductoarelor de mărimi electrice sînt prezentate în tabelul 5.3 (valorile limitelor domeniului de ieşire sînt specificate pentru caracteristicile statice din tabelul 5.2).

Traductoarele industriale de mărimi electrice au o *precizie* de $0{,}5 \div 1\%$.

Timpul de răspuns este de ordinul zecilor şi sutelor de milisecunde şi mai mare (de ordinul secundelor pentru variantele funcţionînd pe principiul conversiei prin redresare şi filtrare).

Pentru *alimentarea* componentelor active se folosesc surse de energie auxiliară alternative (se utilizează transformatoare coborîtoare separatoare pentru alimentarea propriu-zisă a surselor stabilizate) sau surse auxiliare de c.c. (24 V — în acest caz se folosesc invertoare c.c. — c.a. cu separare prin transformator pentru alimentarea surselor stabilizate); atunci cînd este posibil, fără a afecta circuitele de măsurare, se recurge la alimentarea surselor stabilizate de la înfăşurări secundare suplimentare ataşate transformatoa-

Semnale unificate de ieşire utilizate în

Tipul caracteristicii / Limite	Semnal unificat de												
	A	B	F	G	L	E			D		J		
Y_{min} [mA]	0	0	0	0	−0,5	−2,5	−10	−20	−0,5 ; −2,5 ; −10	Toate combinaţiile posibile între cele 2 limite	0/2	0/4	0/8
Y_{max} [mA]	1	2,5	10	20	+0,5	+2,5	+10	+20	+0,5; +2,5; +10; +20		2,5	5	10

relor de măsură. Există și variante constructive (de exemplu traductoarele de tensiune și curent alternativ) la care alimentarea schemei electronice se realizează direct din semnalul de măsurat.

Rezistența de sarcină pe care pot lucra traductoarele de mărimi electrice variază în funcție de tipul semnalului unificat și ecartul de variație al acestuia.

De regulă, pentru semnalul unificat de curent, se întîlnesc următoarele valori:

$R_s = 0 \div 6\,k\Omega$ pentru ecart $I_e = 5$ mA
$R_s = 0 \div 3$ kΩ pentru ecart $I_e = 10$ mA
$R_s = 0 \div 600\Omega$ pentru ecart de $I_e = 20$ mA

iar pentru semnalul unificat de tensiune $R_s \geqslant 2$ kΩ asigură neperturbarea de către sarcină a tensiunii de ieșire.

Traductoarele sînt asamblate în cutii metalice pentru ecranarea de cîmpuri electromagnetice puternice sau, cînd nu este necesar, în plastic forma și dimensiunile de gabarit sînt în general standardizate pentru produsele fabricate de aceeași firmă.

5.3. Elemente primare de conversie

Pentru preluarea curenților continui de valori mari se folosesc *șunturile*, care sînt rezistențe calibrate, dimensionate corespunzător pentru valorile nominale ale curenților pentru care sînt puse să lucreze.

Constructiv, un șunt [3] se prezintă sub forma unor bare realizate dintr-un material cu coeficient de dilatare mic cu temperatura (de exemplu din manganină), la capete barele avînd o terminație masivă metalică, pe care

Tabelul 5.3

construcția traductoarelor de mărimi electrice

curent continuu									Semnal unificat de tensiune continuă										
K					C				Tipul / caracteristici / Limite	A			E			D	G	
0/16	0/0,5	0/1	0/2	0/4	0,5	1	2	4	Y_{min} [V]	0	0	0	−2,5	−5	−10	variabil 0÷−10 V	1	2
20	2,5	5	10	20	2,5	5	10	20	Y_{max} [V]	2,5	5	10	+2,5	+5	+10	variabil 0÷+10 V	5	10

Tabelul 5.4

Dimensiunile, în funcție de valoarea curentului nominal, pentru tipurile de șunturi din fig. 5.1

	Tip A				Tip B										Tip C									
Căderea de tensiune	60 mV		150 mV		60 mV						150 mV				60 mV				150 mV					
Curent nominal / Dimensiuni (mm)	I_N= 1÷25 A	I_N= 40÷150 A	I_N= 1÷25 A	I_N 1÷150 A	250 A	400 A	600 A	1000 A	1500 A	2500 A	250 A	400 A	600 A	1000 A	4000 A	6000 A	10000 A	15000 A	1500 A	2500 A	4000 A	6000 A	10000 A	15000 A
a	90	100	90	225	145	145	145	165	165	165	270	270	270	290	165	175	185	185	290	290	300	300	310	310
b	78	80	78	205	105	105	105	115	115	115	230	230	230	240	115	125	135	135	240	240	250	250	260	260
c	20	20	20	25	30	40	40	60	90	120	30	40	40	70	120	154	206	310	90	120	120	154	206	310
d	8	8	8	8	30	30	30	30	30	30	50	50	50	60	60	130	170	170	60	60	130	130	170	170
e	—	—	—	—	15	20	20	30	21	30	15	20	20	35	30	25	25	25	21	30	30	25	25	25
f	—	—	—	—	—	—	—	—	48	60	—	—	—	—	60	52	52	52	48	60	60	52	52	52
g	M5	M8	M5	M8	M12	M16	M16	M20	M16	M20	M12	M16	M16	M20	M20	M20	M20	M20	M16	M20	M20	M20	M20	M20
h	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	15	25	30	30	15	15	25	25	30	30
Număr de conexiuni pentru curent	2×1	2×1	2×1	2×1	2×1	2×1	2×1	2×1	2×2	2×2	2×1	2×1	2×1	2×1	2×3	2×3	2×4	2×6	2×2	2×2	2×2	2×3	2×4	2×6

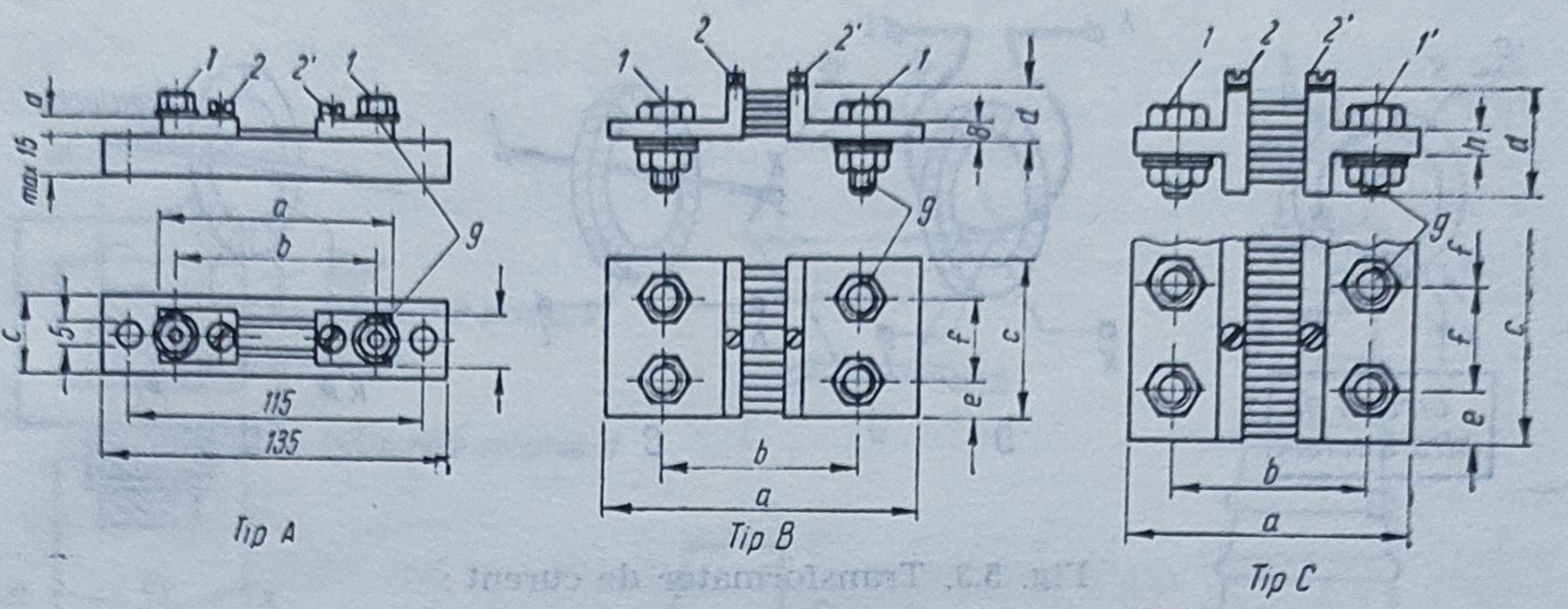


Fig. 5.1. Tipuri constructive de șunturi de curent continuu :
1, 1′ — borne de curent ; *2, 2′* — borne de tensiune.

sînt dispuse bornele de prindere pentru circuitul de curent intens și bornele pentru culegerea căderii de tensiune pe rezistența calibrată a șuntului (fig. 5.1).

Căderea de tensiune obținută la bornele *2, 2′* la valoarea nominală a curentului aplicat șuntului prin bornele *1, 1′* este standardizată la valorile 60 mV, 150 mV și, mai rar, 300 mV.

Șunturile industriale se construiesc pentru curenți nominali I_N de la 1 A la 15 000 A, avînd clasa de precizie de 0,5 ÷ 1% [11].

Pentru exemplificare, în tabelul 5.4 sînt date dimensiunile în mm ale tipurilor de șunturi prezentate în fig. 5.1.

Divizoarele de tensiune pentru c.c. [3], folosite pentru preluarea tensiunilor continue mari, sînt alcătuite din două sau mai multe rezistoare conectate în serie (fig. 5.2).

Rezistențele R_1 și R_2 se confecționează din metale sau aliaje ale acestora avînd o rezistivitate mare și o variație a rezistenței cu temperatura neglijabilă ; se realizează prin bobinare, sau sînt de tip pelicular. Pentru tensiuni sub 30 kV răcirea rezistențelor R_1 și R_2 se realizează cu aer, peste această valoare se folosește ulei de răcire, iar electrozii sînt rotunjiți la capete pentru a evita efectul corona (fig. 5.3 *b*) [11].

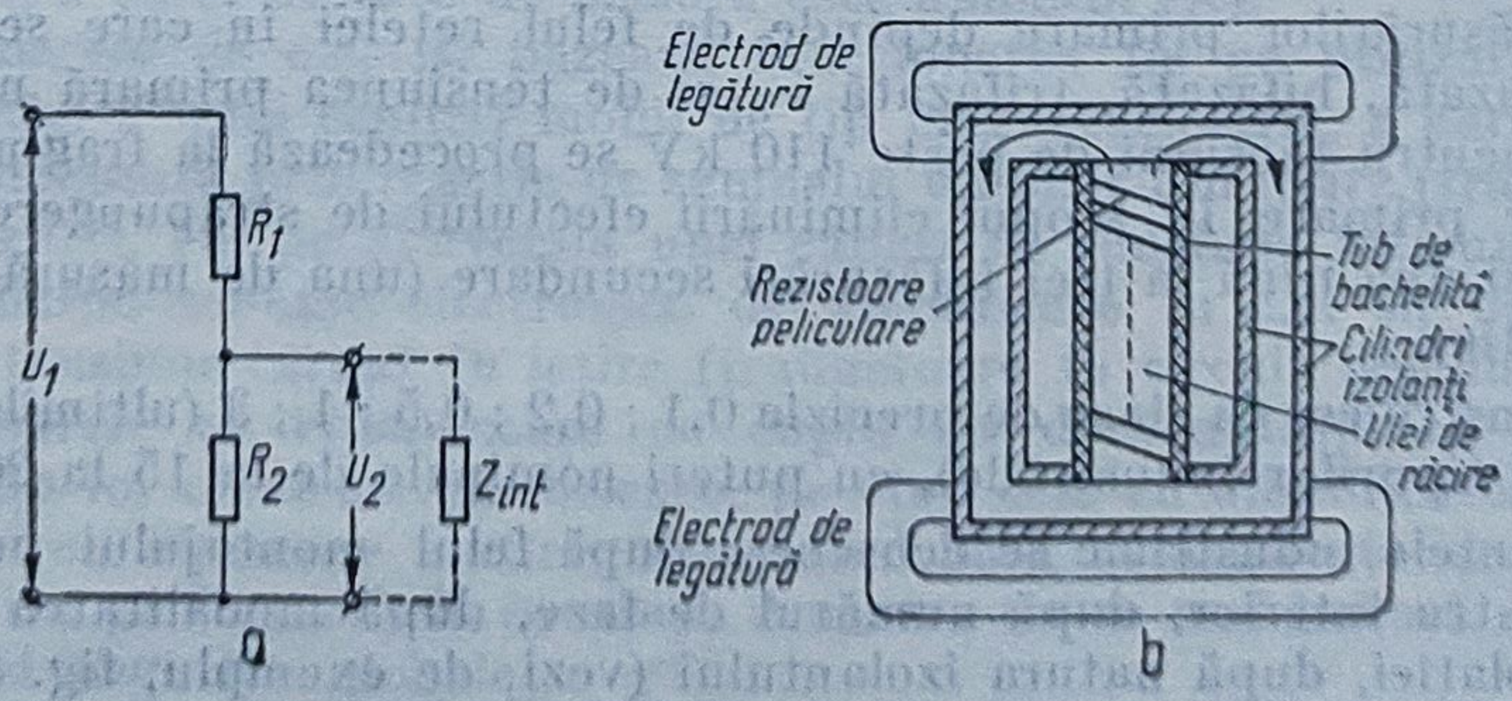


Fig. 5.2. Divizor de tensiune :
a — schemă de principiu ; *b* — formă constructivă pentru tensiuni înalte (> 500 kV).

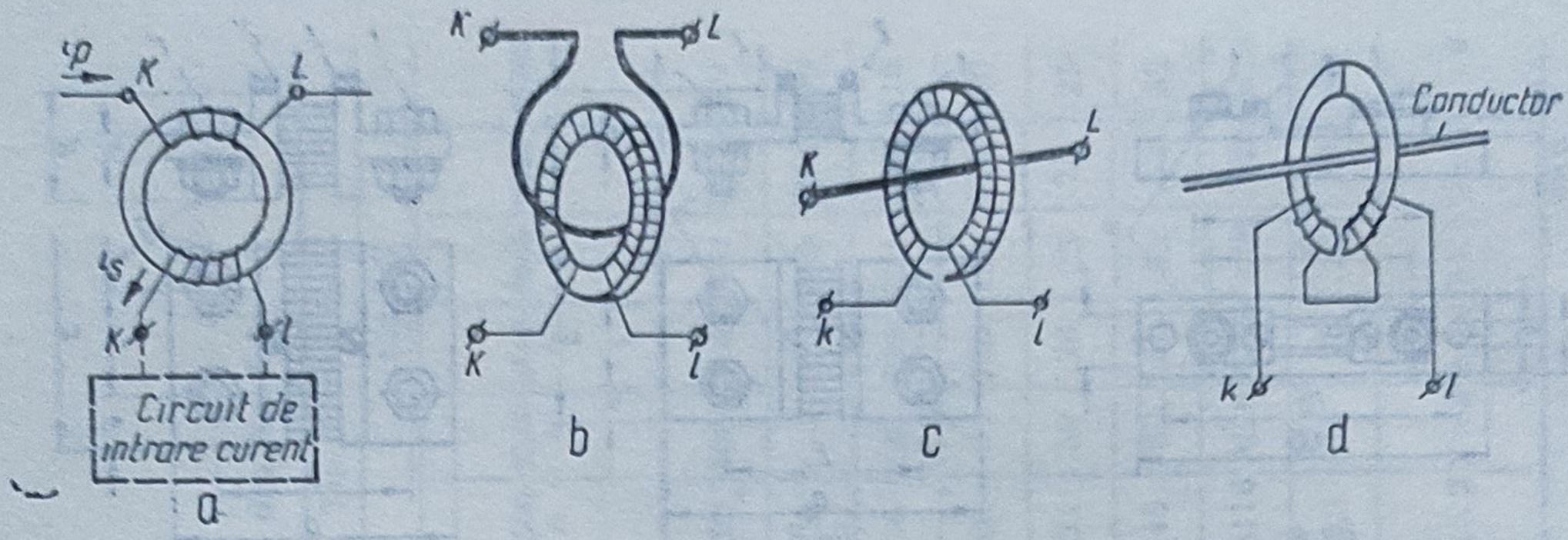


Fig. 5.3. Transformator de curent :
a — schemă de principiu ; *b* — tip suport ; *c* — tip bară ; *d* — tip cleşte.

Transformatoarele de curent [1], [3] sînt folosite pentru preluarea curenţilor alternativi intenşi — curenţi primari de la 5 A la 6 000 A — prin conversia acestora în curenţi secundari cu valori nominale de 5 A sau 1 A. Sînt alcătuite dintr-o înfăşurare primară care poate fi de tip cleşte, suport sau bară (fig. 5.3) şi $1 \div 4$ înfăşurări secundare, dintre care una este de măsură, iar cealaltă (celelalte) pentru protecţie prin relee şi protecţie diferenţială.

Transformatoarele de curent se construiesc în clasele de precizie : 0,1 ; 0,2 ; 0,5 ; 1 ; 3 (ultimile trei valori reprezintă clasele de precizie pentru variantele industriale) [3].

La noi în ţară, la uzinele Electroputere Craiova, se realizează transformatoare de curent pentru instalaţii de la 0,5 la 400 kV, avînd curenţii primari nominali de la 5 A la 6 000 A şi curenţii secundari 1 A şi 5 A. Pentru tensiuni mai mari de 10 kV, transformatoarele de curent au două înfăşurări secundare, iar cele de la 110 la 400 kV sînt cu trei sau patru înfăşurări secundare ; clasele de precizie sînt 0,5 ; 1 ; 3, iar protecţia este în clasele 5P şi 10P [9].

Transformatoarele de tensiune [1], [3] sînt destinate reducerii tensiunilor monofazate sau trifazate de valori nominale mai mari de 100 V, la tensiuni secundare standard de 100 V sau 110 V.

Sînt realizate (fig. 5.4) din una sau mai multe înfăşurări primare (numărul înfăşurărilor primare depinde de felul reţelei în care se utilizează — monofazată, bifazată, trifazată — şi de tensiunea primară nominală de lucru — pentru tensiuni de peste 110 kV se procedează la fragmentarea înfăşurărilor primare în scopul eliminării efectului de străpungere a izolaţiei primare) şi una pînă la trei înfăşurări secundare (una de măsură şi celelalte de protecţie).

Se construiesc în clase de precizie 0,1 ; 0,2 ; 0,5 ; 1 ; 3 (ultimile trei valori corespund tipurilor industriale), cu puteri nominale de la 15 la 200 VA.

Variantele industriale se deosebesc după felul montajului pentru exterior şi pentru interior, după numărul de faze, după modalitatea de coordonare a izolaţiei, după natura izolantului (vezi, de exemplu, fig. 5.4, *b* şi *c*).

Pentru tensiuni pînă la 20 kV modalitatea de răcire este cu aer, peste această valoare — cu ulei de transformator. Pentru tensiuni foarte înalte,

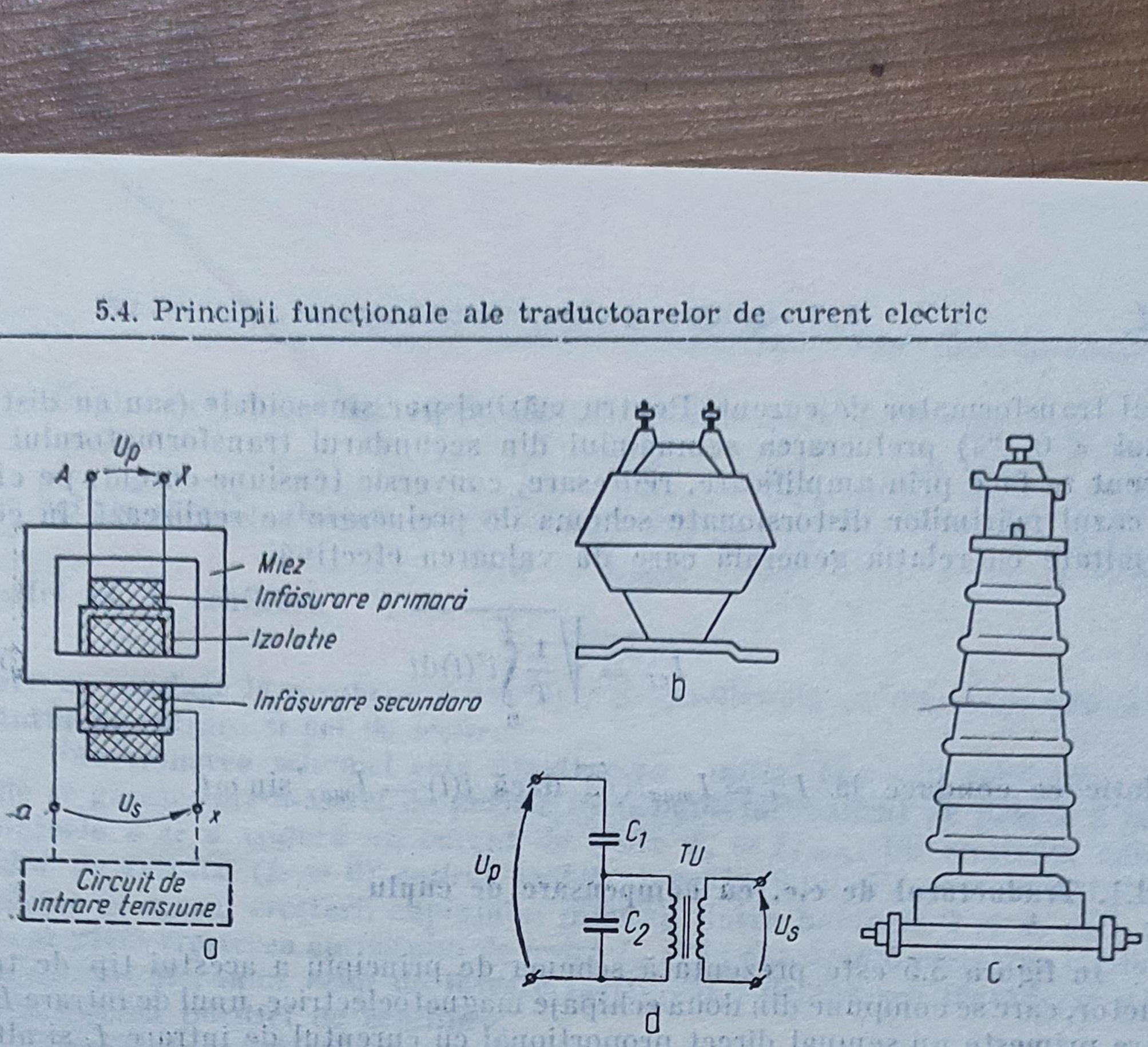


Fig. 5.4. Transformator de tensiune :
a — schema de principiu — varianta monofazată ; *b* — cu izolaţie de răşini sintetice ; *c* — cu izolaţie de porţelan ; *d* — cu divizor capacitiv.

în ultimul timp, s-a impus transformatorul combinat cu divizor capacitiv (fig. 5.4, *d*) în care tensiunea înaltă este divizată pînă la o valoare de 20 kV prin intermediul divizorului capacitiv C_1, C_2 şi preluată în continuare prin transformatorul inductiv TU cu raport 20 kV/100 V [9].

5.4. Principii funcționale ale traductoarelor de curent electric

Intensitatea curentului electric este o mărime fundamentală în Sistemul Internaţional, a cărei unitate de măsură este amperul [A].

Traductoarele de c.c. îşi bazează funcţionarea fie pe utilizarea drept element sensibil a unui echipaj mobil de tip magnetoelectric, a cărui deplasare este compensată prin reacţie de semnalul unificat din ieşire (traductoare în circuit închis), fie pe conversia unei căderi de tensiune într-un semnal unificat, utilizînd scheme electronice de amplificare în c.c. şi, de regulă, convertoare tensiune-curent în ieşire (traductoare în circuit deschis).

Traductoarele cu compensare de cuplu au dezavantajul că prezintă în componenţa lor elemente în mişcare, pe cînd cele cu amplificator de c.c. sînt realizate cu elemente statice, necesitînd însă componente de precizie pentru a păstra performanţele în timp, deoarece nu se mai bucură de avantajele reacţiei negative globale.

Pentru c.a. traductoarele sînt construite pe principiul compensării cuplului (identic ca în c.c. numai că se utilizează un echipaj mobil ferodinamic), sau prin prelucrarea semnalului obţinut pe rezistenţa de sarcină a

unui transformator de curent. Pentru mărimi pur sinusoidale (sau cu distorsiuni $\leqslant 0{,}1\%$) prelucrarea semnalului din secundarul transformatorului de curent se face prin amplificare, redresare, conversie tensiune-curent, pe cînd în cazul mărimilor distorsionate schema de prelucrare se realizează în conformitate cu relația generală care dă valoarea efectivă

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i^2(t)\,\mathrm{d}t} \tag{5.1}$$

relație ce conduce la $I_{ef} = I_{max}/\sqrt{2}$ dacă $i(t) = I_{max}\sin \omega t$.

5.4.1. Traductorul de c.c. cu compensare de cuplu

În figura 5.5 este prezentată schema de principiu a acestui tip de traductor, care se compune din două echipaje magnetoelectrice, unul de intrare *EI*, care primește un semnal direct proporțional cu curentul de intrare I_i și altul de reacție *ER*, străbătut de curentul de ieșire I_e [11]. Bobinele mobile ale celor două echipaje sînt cuplate rigid prin intermediul axului *1*, pe care se mai află paleta de aluminiu *2*, care se poate mișca în întrefierul traductorului inductiv de tip transformator alcătuit din bobinele *3* și *4*. Oscilatorul de înaltă frecvență *OSC* alimentează cu semnal sinusoidal bobina primară *3*, semnal care se va regăsi în bobina secundară *4* mai mult sau mai puțin în funcție de poziția paletei *2*. Acest semnal este amplificat, redresat, filtrat și aplicat unui convertor tensiune-curent prin intermediul blocului amplificator—convertor *ACTC*, curentul de ieșire I_e străbătînd rezistența de sarcină R_s și bobina mobilă a echipajului de reacție *ER*.

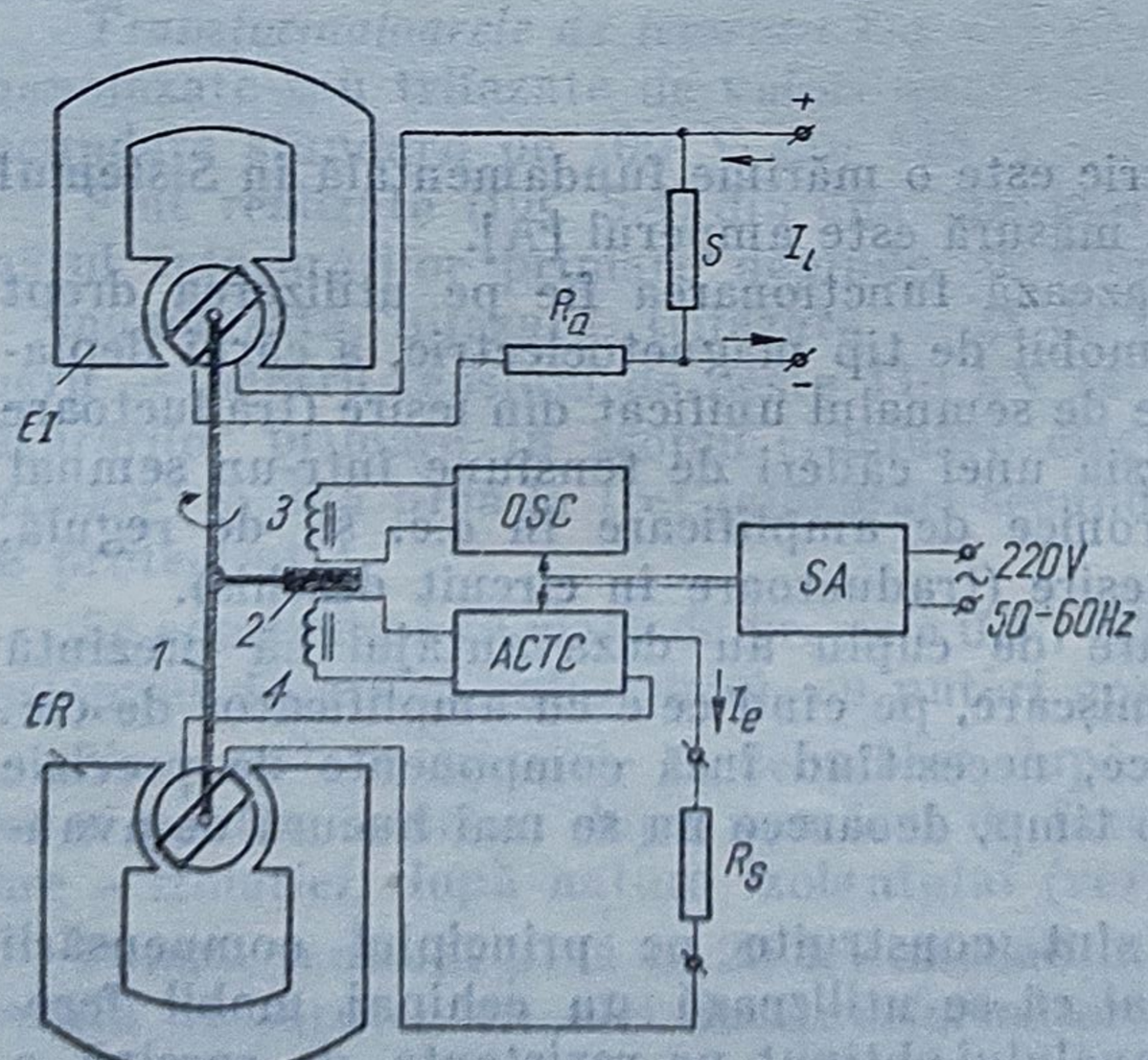


Fig. 5.5. Schema de principiu a traductorului de c.c. cu compensare de cuplu:

EI — echipaj magnetoelectric de intrare; *ER* — echipaj magnetoelectric de reacție; *OSC* — oscilator sinusoidal; *ACTC* — amplificator convertor tensiune-curent; *SA* — surse de alimentare; *S* — șunt; R_a — rezistență adițională; R_s — rezistență de sarcină; *1* — ax; *2* — paletă de Al; *3*, *4* — bobine cu întrefier în montaj tip transformator.

Cuplul activ, datorit curentului de intrare, este de forma

$$M_a = K_1 I_i \tag{5.2}$$

iar cel de reacție, datorit curentului de ieșire,

$$M_r = K_2 I_e \tag{5.3}$$

astfel că, la echilibru

$$M_a + M_r = 0 \tag{5.4}$$

ceea ce conduce la o rotație a axului *1* proporțională cu diferența dintre curentul de intrare și cel de ieșire.

Funcționarea schemei este următoarea : inițial ($I_i = 0$) echipajele mobile se găsesc într-o astfel de poziție încît cuplajul realizat de paleta *2* între bobinele *3* și *4* asigură un curent de ieșire $I_e = I_{e\,min}$. La creșterea curentului de intrare ($I_i > 0$) cadrul mobil al echipajului *EI* provoacă rotirea paletei în sensul creșterii cuplajului inductiv între bobinele *3* și *4*, care are drept efect creșterea curentului de ieșire I_e și în consecință creșterea cuplului de reacție M_r, opus celui de intrare (activ) M_a, deplasarea făcîndu-se pînă la atingerea poziției de echilibru.

Circuitul de intrare este separat galvanic de cel de ieșire, ambele fiind separate galvanic de partea de alimentare, avînd în vedere că sursele de alimentare primesc tensiunea prin intermediul unui transformator de rețea.

5.4.2. Traductorul de c.c. cu amplificator-convertor de c.c.

În figura 5.6 este prezentată schema de principiu a traductorului de c.c. cu amplificator-convertor de c.c. [10], care își bazează funcționarea pe prelucrarea căderii de tensiune pe șuntul de intrare *S* și conversia acesteia în semnal unificat.

Întrucît căderea de tensiune la bornele șuntului este de valori mici (valori standardizate, max. 60 mV sau 150 mV) și se dorește separarea galvanică între circuitul de intrare și cel de ieșire, se folosesc scheme de amplificator cu modulare-demodulare. Modulatorul *M*, alcătuit ca și demodulatorul *DM* din două comutatoare tranzistorizate serie care lucrează în contratimp, aplică pe înfășurările primare ale transformatorului de separație TR_1 un semnal dreptunghiular cu amplitudinea egală celui cules de pe șuntul *S* și de frecvență identică cu cea a oscilatorului dreptunghiular de comandă *OSC*.

Semnalele în antifază obținute la secundarele transformatorului TR_1 sînt demodulate, rezultînd un semnal cu perturbații inerente în zonele de comutație și de aceea se utilizează filtrul pasiv de netezire *FN*. Ieșirea obținută din *FN*, proporțională cu curentul de intrare I_i, este amplificată în curent continuu și convertită în curent proporțional I_e.

De remarcat că ansamblul modulator *M*, transformator TR_1 și demodulator *DM* are rolul doar de a separa galvanic intrarea de ieșire, fără a face și o amplificare a semnalului. Nu se preferă folosirea înaintea demodulatorului *DM* a unui amplificator de c.a., deoarece apar două inconveniente : acesta ar trebui să lucreze cu intrare în impulsuri puternic perturbate, deci greu de realizat astfel de amplificatoare de c.a. de înaltă fidelitate și, în al

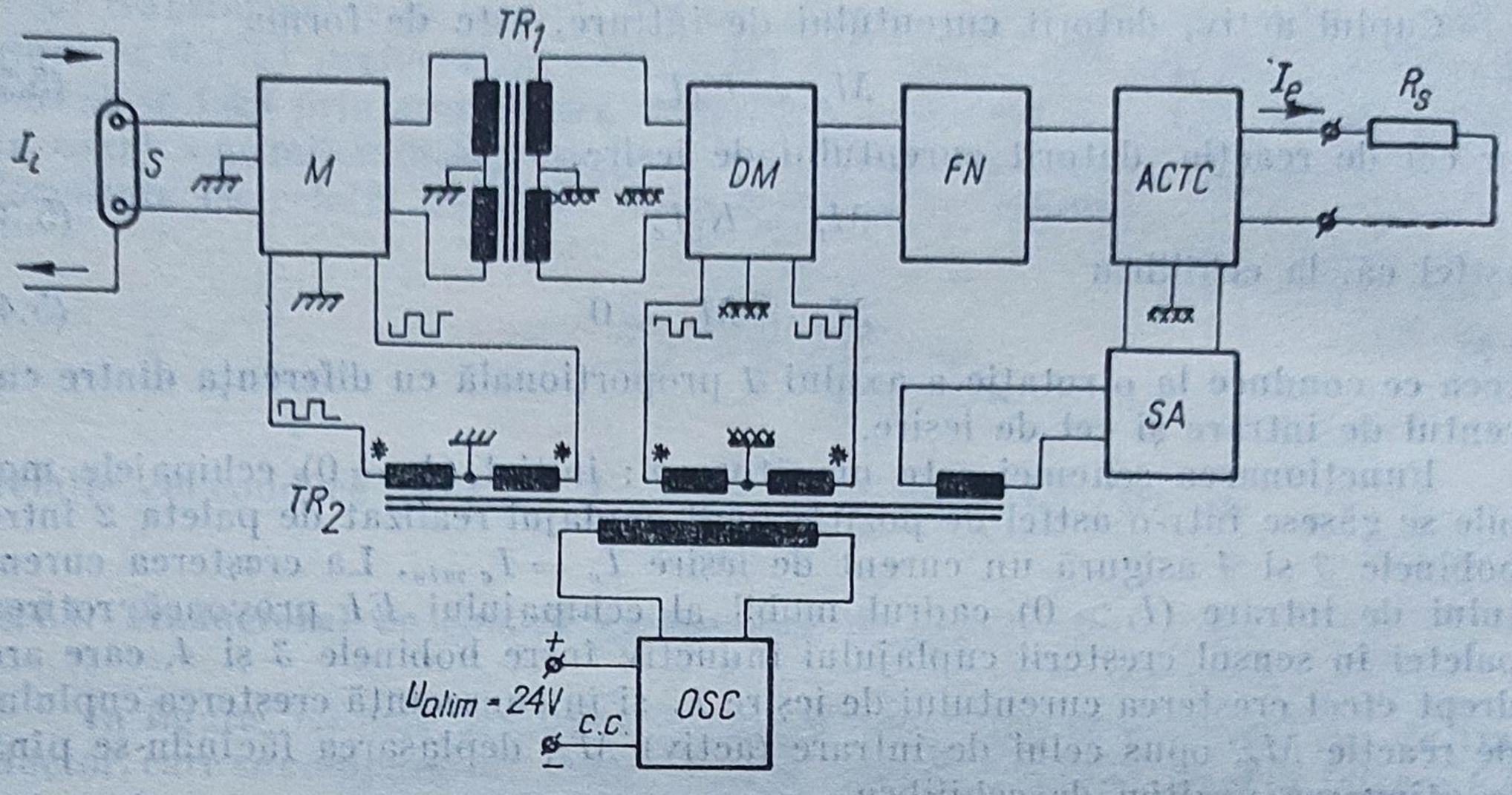


Fig. 5.6. Schema de principiu a traductorului de c.c. cu amplificator convertor de c.c. : *S* — şunt ; *M* — modulator ; *DM* — demodulator ; *FN* — filtru de netezire ; *ACTC* — amplificator convertor tensiune-curent ; *SA* — sursă de alimentare ; *OSC* — oscilator semnal dreptunghiular ; TR_1, TR_2 — transformatoare de separaţie.

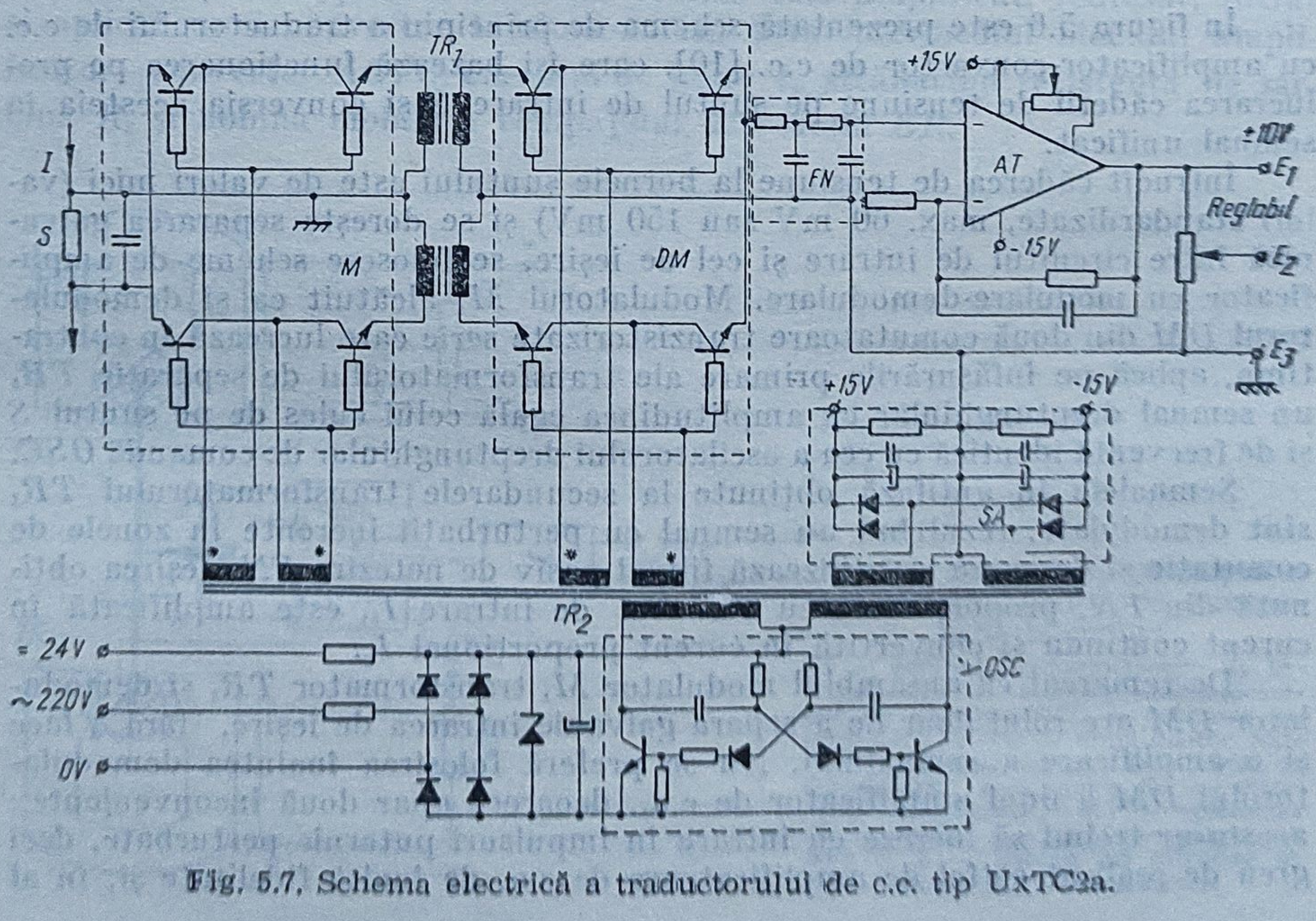


Fig. 5.7. Schema electrică a traductorului de c.c. tip UxTC2a.

doilea rînd, semnalul de la ieșirea amplificatorului ar fi decalat față de cel din intrare (decalaj introdus de timpul de răspuns al amplificatorului), care conduce la obținerea unui răspuns incorect la ieșirea demodulatorului.

Pentru comenzile modulatorului M, demodulatorului DM și alimentarea amplificatorului-convertor $ACTC$ se utilizează blocul oscilator OSC (care lucrează pe o frecvență $1 \div 10$ kHz semnale dreptunghiulare), alimentat în c.c. sau în c.a. prin intermediul unui redresor și filtru de netezire, și transformatorul de separație TR_2 ale cărui înfășurări secundare sînt astfel conectate încît să asigure funcționarea corectă a blocurilor M și DM; totodată, una din înfășurările secundare ale transformatorului TR_2 asigură tensiunea necesară sursei SA care alimentează circuitele active ale traductorului.

Pentru exemplificare, în figura 5.7 se prezintă schema electrică a traductorului de c.c. tip Ux TC 2a cu semnal de ieșire unificat în tensiune, construit de Întreprinderea Electrotehnica București.

5.4.3. Traductorul de c.a. cu compensare de cuplu

Acest tip de traductor are aceeași schemă de principiu ca a celui prezentat în figura 5.5, cu deosebirea că echipajul de intrare EI este de tip ferodinamic, astfel că cuplul activ M_a rezultă de forma

$$M_a = k_1' I_{ef}^2 \tag{5.5}$$

În consecință curentul de ieșire I_e va fi proporțional cu I_{ef}^2. Sînt folosite în special pentru indicare împreună cu aparate analogice cu scară pătratică sau, mai rar, pentru reglare atunci cînd caracteristica statică pătratică de funcționare nu deranjează în funcționarea corectă a buclei.

5.4.4. Traductorul de c.a. de valoare efectivă pentru semnale sinusoidale nedistorsionate

Funcționarea traductorului de c.a. pentru semnale sinusoidale [1], [7], a cărui schemă de principiu este prezentată în figura 5.8, se bazează pe preluarea valorii efective a semnalului sinusoidal din intrare, prin intermediul unei redresări duble alternanțe, avînd în vedere relațiile

$$\left.\begin{aligned} i_i(t) &= I_{ef}\sqrt{2}\sin\omega t \quad \text{— curentul de intrare} \\ i_{R_A}(t) &= K_{TC}K_{TA}i_i(t) \quad \text{— curentul prin rezistența de adaptare } R_A \\ U_{BF} &= 1{,}111\ K_{TC}K_{TA}K_{BF}R_A I_{ef} \quad \text{— tensiunea la ieșirea blocului de filtrare } BF \end{aligned}\right\} \tag{5.6}$$

unde prin K_{TC}, K_{TA} s-au notat rapoartele de transfomare ale transformatorului de curent TC, respectiv de adaptare TA, iar prin K_{BF} — factorul de transfer al blocului de filtrare BF. Factorul de transfer al punții redresoare PR s-a scris explicit $K_{PR} = 1{,}111$ avînd în vedere utilizarea unei redresări duble alternanțe.

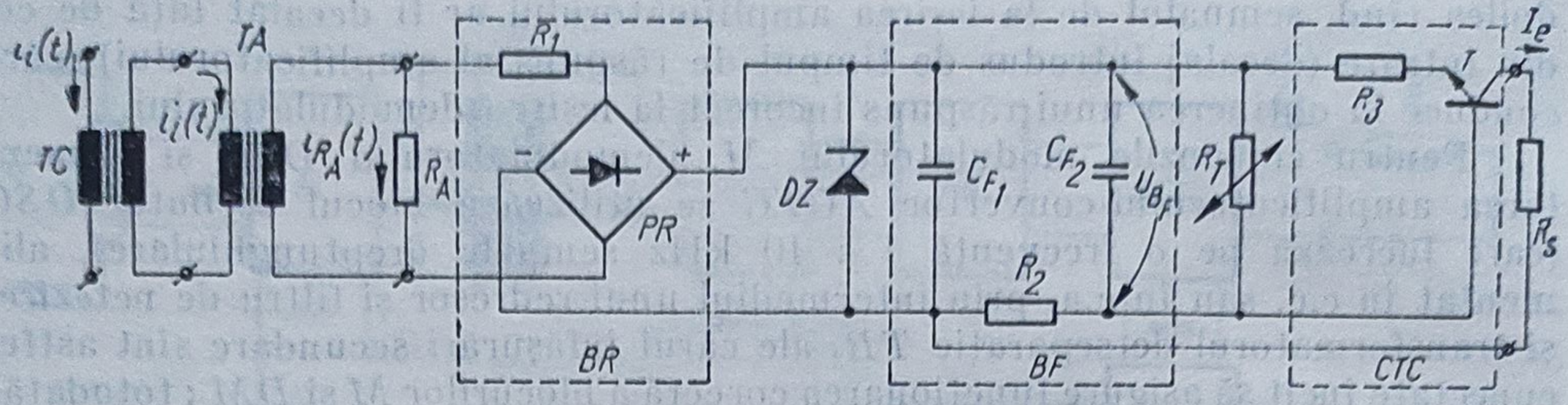


Fig. 5.8. Schema de principiu a traductorului de c.a. pentru semnale sinusoidale nedistorsionate :

TC — transformator de curent ; *TA* — transformator de adaptare ; *PR* — punte redresoare ; *BR* — bloc de redresare ; *BF* — bloc de filtrare ; *CTC* — convertor tensiune-curent.

Schema, în continuare, este prevăzută cu un generator de curent constant, realizat cu tranzistorul T, care asigură obținerea unui curent proporțional cu tensiunea U_{BF} deci în final $I_e = KI_{ef}$.

Dioda Zener DZ are rolul de a limita tensiunea redresată la o valoare nepericuloasă atunci cînd apar supracurenți la intrare, iar termistorul R_T realizează compensarea influenței variațiilor de temperatură ale mediului.

Aceste tipuri de scheme pot funcționa la abateri de frecvență de maximum $\pm 10\%$ față de frecvența nominală la care au fost etalonate. De remarcat că schema prezentată nu necesită surse de energie auxiliară pentru funcționare.

5.4.5. Traductorul de c.a. de valoare efectivă pentru semnale distorsionate

Funcționarea acestui tip de traductor, cu schema de principiu prezentată în figura 5.9, se realizează în conformitate cu relația (5.1). Semnalul obținut de la transformatorul de curent este trecut prin transformatorul de adaptare TA, după care se efectuează ridicarea la pătrat în blocul multiplicator M a valorilor instantanee ale curentului. Efectuarea integralei pe perioada T a semnalului se realizează printr-o filtrare activă de tip RC în

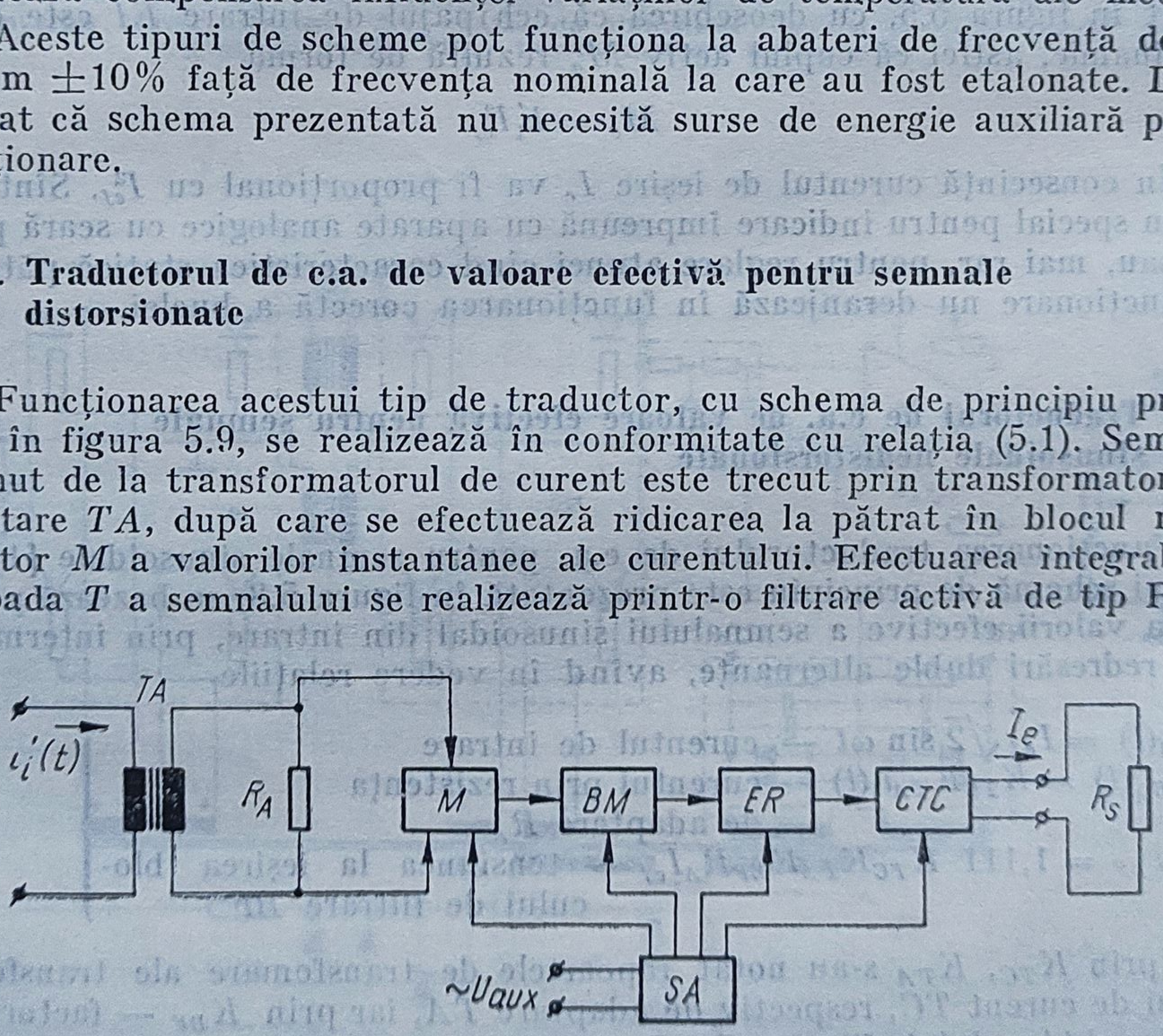


Fig. 5.9. Traductor de c.a. de valoare efectivă pentru semnale distorsionate :

TA — transformator de adaptare ; *M* — multiplicator analogic ; *BM* — bloc de mediere ; *ER* — extractor de radical ; *CTC* — convertor tensiune-curent ; *SA* — surse de alimentare.

blocul de mediere *BM*, după care se procedează la extragerea radicalului în blocul extractor *ER* și la conversia tensiunii continue rezultate într-un curent proporțional de către convertorul tensiune-curent *CTC* [11].

Alimentarea cu tensiunile continue necesare funcționării blocurilor electronice se realizează de la o sursă auxiliară de tensiune alternativă, prin intermediul unui transformator coborîtor separator și alsurselor stabilizate *SA*.

Ridicarea la pătrat se face prin conversia dublă amplitudine-durată (v. detalii despre blocurile *M* și *BM* în § 5.6.2), iar extragerea radicalului prin utilizarea unor elemente neliniare (scheme cu diode semiconductoare sau cu tranzistoare).

5.5. Principii funcționale pentru traductoarele de tensiune electrică

Tensiunea electrică reprezintă o mărime derivată în Sistemul Internațional și are ca unitate de măsură voltul [V].

Traductoarele de tensiune electrică nu se deosebesc în principiu de cele de curent electric.

Pentru tensiuni continue există următoarele variante de traductoare :

— *traductoare cu compensare de cuplu* (fig. 5.5), la care echipajul de intrare *EI* este un milivoltmetru de tip magnetoelectric, în rest schema fiind identică ;

— *traductoare cu amplificator-convertor de c.c.* (fig. 5.6) la care tensiunea de intrare se aduce în gama normalizată prin intermediul unor divizoare de tensiune (șuntul *S* din fig. 5.6 se înlocuiește cu un divizor de tensiune).

Pentru tensiuni alternative schemele de principiu ale traductoarelor sînt asemănătoare, existînd :

— *traductoare cu compensare de cuplu* (fig. 5.5), la care echipajul de intrare *EI* este un milivoltmetru de tip ferodinamic, astfel că rezultă curentul de ieșire proporțional cu pătratul valorii efective a tensiunii, adică $I_e = KU_{ef}^2$;

— *traductoare pentru semnale sinusoidale (nedistorsionate)* (fig. 5.8), a căror schemă se diferențiază față de cea corespunzătoare traductoarelor de curent sinusoidal prin modul de realizare a convertorului tensiune-curent (fig. 5.10).

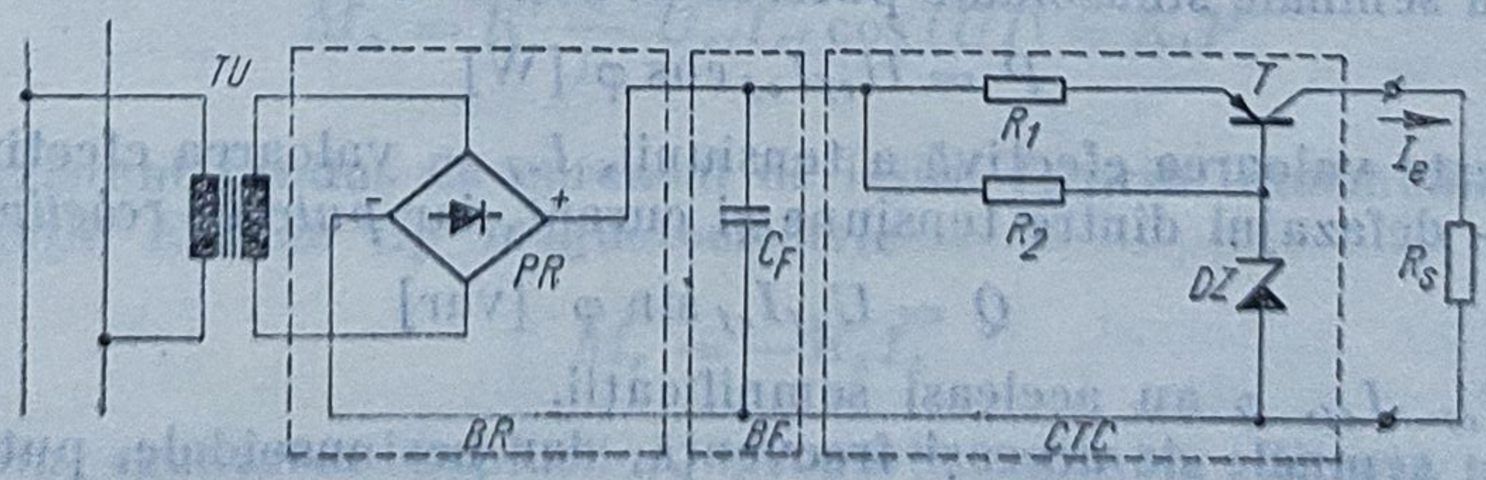


Fig. 5.10. Schema de principiu a traductorului de tensiune alternativă pentru semnale sinusoidale nedistorsionate :
TU — transformator de tensiune ; *BR* — bloc de redresare ; *BF* — bloc de filtrare ; *CTC* — convertor tensiune-curent.

Deoarece tensiunea de măsurat a sistemului energetic variază în jurul valorii nominale U_N, mărirea sensibilității traductorului de tensiune prezentat în figura 5.10 se face prin utilizarea unui convertor tensiune-curent care poate lucra în domeniul $(0{,}8 \div 1{,}2)\ U_N$; acest lucru se realizează prin intermediul diodei Zener DZ, care lucrează în zonă Zener atunci cînd tensiunea culeasă la ieșirea blocului de filtrare devine $\geqslant 0{,}8\ U_N$ [1], [7].

— *traductoare pentru semnale alternative distorsionate* (fig. 5.9), care diferă de cele de curent doar prin faptul că se folosește un transformator de tensiune (în intrare) în locul celui de curent.

Bineînțeles, avantajele, respectiv dezavantajele, pe care le prezintă fiecare categorie de traductor de curent sînt aceleași și pentru corespondentele lor de tensiune.

5.6. Principii funcționale ale traductoarelor de putere

Traductoarele de putere fac parte din categoria aparatelor destinate să pună în evidență puterea transmisă pe o linie (circuit) de la un generator la o sarcină.

În general puterea se definește în valori instantanee

$$p(t) = u(t)i(t) \tag{5.7}$$

unde $u(t)$ este valoarea instantanee a tensiunii, iar $i(t)$ — a curentului la momentul de timp t. Se observă, conform definiției, că puterea electrică este o mărime derivată în Sistemul Internațional, care are ca unitate de măsură wattul [W].

Traductoarele de putere măsoară o valoare medie a acesteia considerată pe perioada T (perioada tensiunii și curentului la semnale alternative)

$$P = \frac{1}{T}\int_0^T p(t)\,\mathrm{d}t \quad [\mathrm{W}] \tag{5.8}$$

denumită *putere activă* (de remarcat că definiția are sens doar pentru semnale alternative, fiind trivială pentru cele continue).

Pentru semnale sinusoidale puterea activă este

$$P = U_{ef} I_{ef} \cos\varphi \ [\mathrm{W}] \tag{5.9}$$

unde U_{ef} este valoarea efectivă a tensiunii, I_{ef} — valoarea efectivă a curentului, φ — defazajul dintre tensiune și curent, iar *puterea reactivă*

$$Q = U_{ef} I_{ef} \sin\varphi \ [\mathrm{var}] \tag{5.10}$$

în care U_{ef}, I_{ef}, φ au aceleași semnificații.

Pentru semnale de aceeași frecvență, dar nesinusoidale, puterea activă este

$$P = \sum_{i=1}^{\infty} U_{efi} I_{efi} \cos\varphi_i \tag{5.11}$$

ar cea reactivă

$$Q = \sum_{i=1}^{\infty} U_{ef_i} I_{ef_i} \sin \varphi_i \tag{5.12}$$

unde U_{ef_i}, I_{ef_i} sînt valorile efective ale armonicelor de ordinul i ale tensiunii, respectiv curentului, iar φ_i defazajul dintre acestea.

Industrial, pentru c.c. se folosesc variantele realizate pentru măsurări în c.a. monofazat, cu modificări neesențiale în circuitele de intrare pentru curent, respectiv tensiune.

Traductoarele de putere activă pentru sisteme monofazate sau trifazate au la baza principiului de funcționare realizarea relației (5.8) prin:

— utilizarea unor echipaje de intrare de tip wattmetric și compensarea cuplului activ rezultat din interacțiunea curentului și tensiunii montajului în care se măsoară puterea de către semnalul de ieșire al traductorului;

— utilizarea unor elemente active de efectuare a produsului valorilor instantanee ale curentului și tensiunii, urmate de dispozitive de mediere și conversie în semnal unificat de ieșire.

Traductoarele de putere reactivă monofazată respectă principiul funcțional al varmetrului monofazat, pentru sistemele trifazate fiind de regulă utilizate principii funcționale bazate pe metode de tip wattmetric.

5.6.1. Traductorul de putere activă (reactivă) monofazată cu compensare de cuplu

În conformitate cu schema de principiu din figura 5.11, traductorul de putere activă monofazată cu compensare de cuplu are echipajul de intrare *EI* de tip wattmetru ferodinamic, respectiv bobina fixă este străbătută de curentul din secundarul transformatorului de curent *TI*, iar bobina mobilă, înseriată cu rezistența adițională R_a, este parcursă de un curent proporțional cu tensiunea din secundarul transformatorului de tensiune *TU* [11].

Cuplul activ exercitat asupra axului *1* va fi de forma

$$M_a = K' \frac{1}{R_a} U_{ef} I_{ef} \cos (\widehat{UI}) = K_1 P \tag{5.13}$$

iar cuplul rezistent produs de curentul de ieșire I_e prin intermediul echipajului de reacție *ER* de tip magnetoelectric

$$M_r = -K_2 I_e \tag{5.14}$$

rezultînd, din egalitatea cuplurilor, proporționalitatea directă între curentul de ieșire I_e și puterea activă P.

Funcționarea părții electronice (oscilator *OSC*, traductor inductiv de tip transformator alcătuit din bobinele *3*, *4* și paleta *2*, amplificator con-

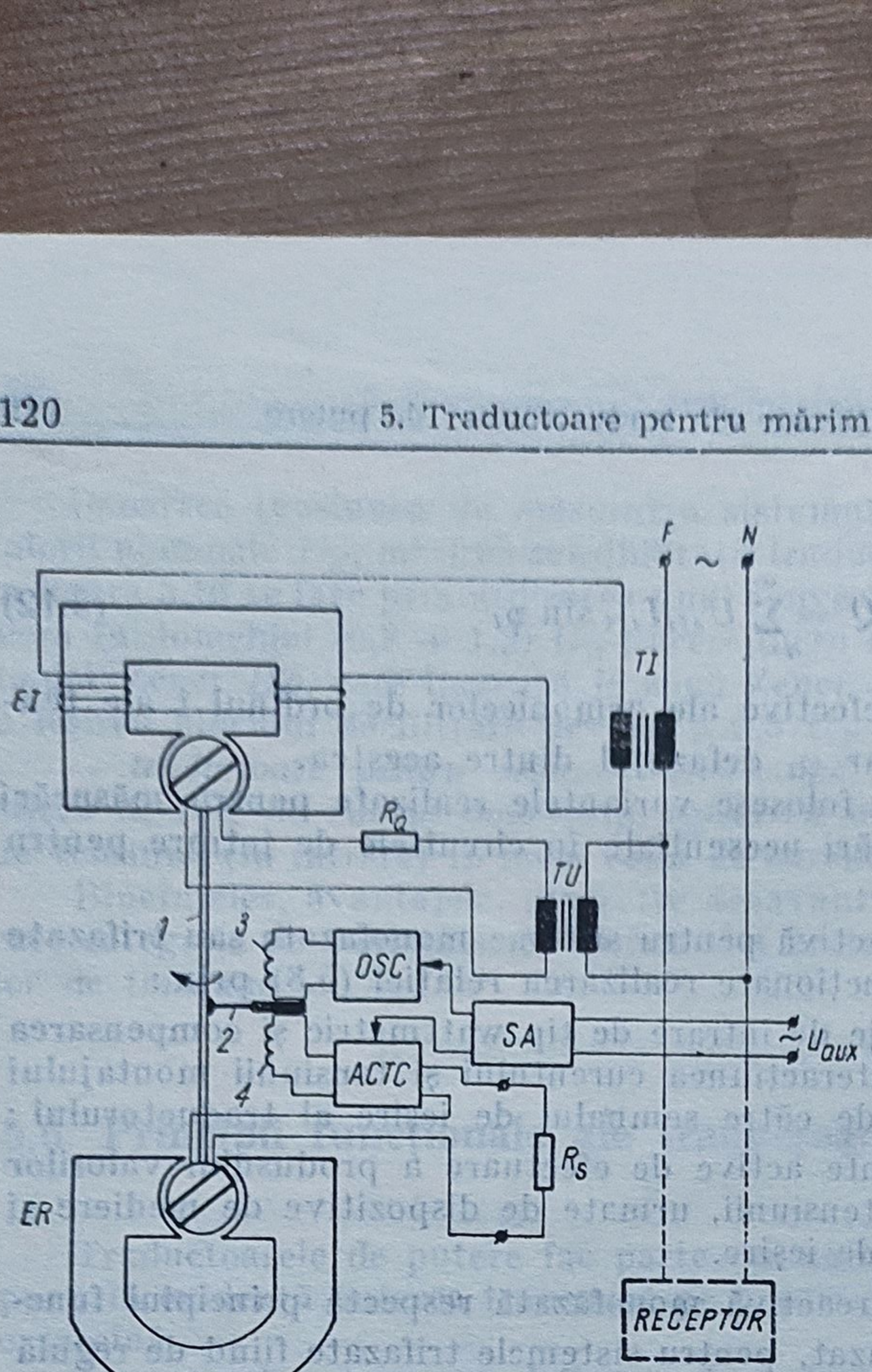


Fig. 5.11. Schema de principiu a traductorului de putere activă monofazată cu compensare de cuplu:

EI — echipaj de intrare; *ER* — echipaj de reacție; *TI* — transformator de curent; *TU* — transformator de tensiune; *OSC* — oscilator sinusoidal; *ACTC* — amplificator convertor tensiune-curent; *SA* — surse de alimentare; *1* — ax; *2* — paletă de Al; *3*, *4* — bobine; R_a — rezistență adițională; R_s — rezistență de sarcină U_{aux} — tensiune auxiliară de alimentare.

vertor *ACTC* și surse de alimentare *SA*) este identică celei din componența traductorului de c.c. cu compensare de cuplu (pentru detalii vezi § 5.4.1).

În cazul traductorului de putere reactivă monofazată cu compensare de cuplu, echipajul de intrare (fig. 5.12) *EI* are structură tipică de varmetru, astfel că bobinei mobile îi va fi aplicată la intrare o tensiune decalată cu $\pi/2$ în urmă față de tensiunea din secundarul transformatorului de tensiune *TU* (decalaj introdus de grupul L_{a_1}, R_{a_2}, L_{a_2}), deci cuplul activ este de forma

$$M_a = K'' \frac{1}{Ra_1} U_{ef} I_{ef} \times$$

$$\times \cos\left(\frac{\pi}{2} - \hat{UI}\right) = K_2 Q \qquad (5.15)$$

Rezistențele și inductanțele se află într-o relație de forma

$$R_{a_1} R_{a_2} = L_{a_1} L_{a_2} \omega^2 \qquad (5.16)$$

(s-au neglijat inductanța și rezistența bobinei mobile).

Se remarcă faptul că R_{a_1} depinde de frecvență, așa încît abateri de frecvență ale rețelei față de valoarea nominală conduc la erori de indicare semnificative.

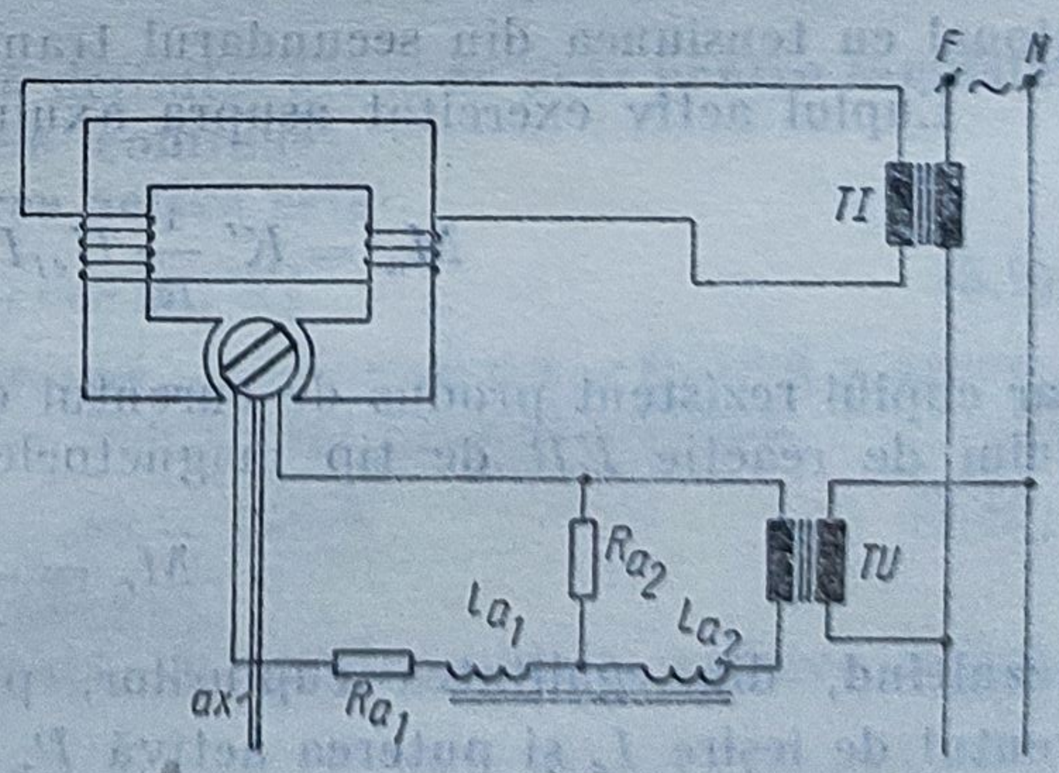


Fig. 5.12. Echipajul de intrare al traductorului de putere reactivă monofazată cu compensare de cuplu.

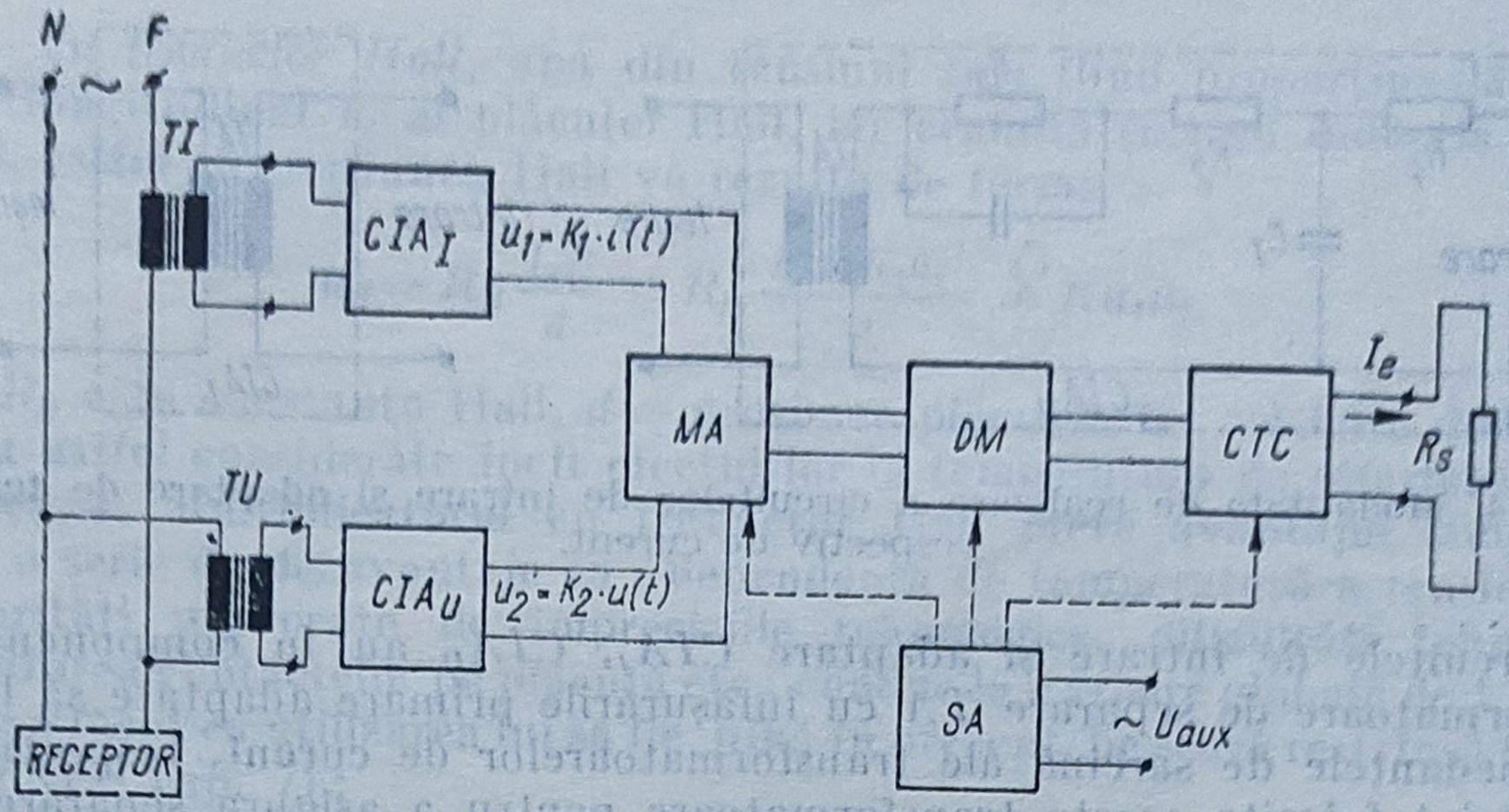


Fig. 5.13. Schema de principiu a traductorului de putere activă monofazată cu medierea statică a valorilor instantanee :
TI — transformator de curent ; *TU* — transformator de tensiune ; CIA_I, CIA_U — circuite de intrare și adaptare pentru curent, respectiv tensiune ; *MA* — multiplicator analogic ; *DM* — dispozitiv de mediere ; *CTC* — convertor tensiune-curent ; *SA* — surse de alimentare.

5.6.2. Traductorul de putere activă (reactivă) monofazată cu medierea statică a valorilor instantanee

Funcționarea acestui tip de traductor se bazează pe calculul puterii active conform relației de definiție (5.8). Schema de principiu a acestuia este prezentată în figura 5.13.

Semnalele din secundarele transformatorului de curent *TI*, respectiv tensiune *TU*, sînt trecute prin circuitele de intrare și adaptare CIA_I, respectiv CIA_U, obținîndu-se tensiunile $u_1(t) = K_1 i(t)$ și respectiv $u_2(t) = K_2 u(t)$.

Tensiunile u_1 și u_2 sînt aplicate multiplicatorului analogic *MA*, la ieșirea căruia rezultă mărimea

$$u_{MA}(t) = K_1 K_2 \, u(t) i(t) \tag{5.17}$$

care este aplicată dispozitivului de mediere *DM* ce efectuează calculul integralei (5.8), rezultînd

$$U_{DM} = \frac{1}{T} \int_0^T u_{MA}(t) \, dt = K_{DM} K_1 K_2 P \tag{5.18}$$

unde prin K_{DM} s-a notat constanta de transfer a dispozitivului de mediere *DM*.

Tensiunea de ieșire din mediator (*DM*) este convertită în curent unificat de ieșire I_e prin intermediul convertorului tensiune-curent *CTC*.

Părțile active ale traductorului sînt alimentate de la o sursă auxiliară de tensiune ($\sim U_{aux}$) prin intermediul unui transformator separator coborîtor de tensiune și a unor surse stabilizate *SA*.

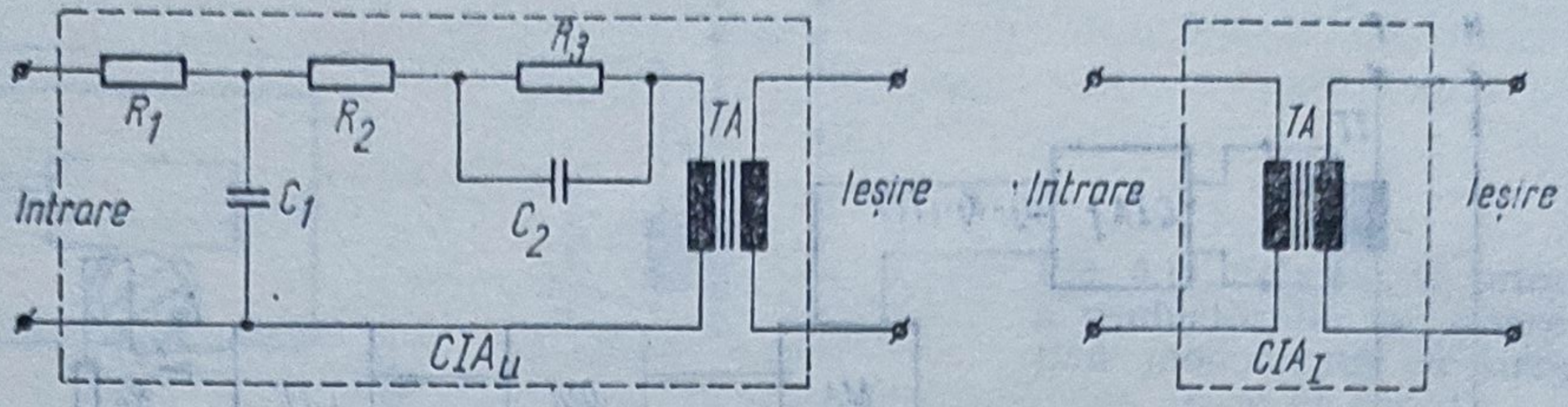


Fig. 5.14. Modalitate de realizare a circuitelor de intrare și adaptare de tensiune, respectiv de curent.

Circuitele de intrare și adaptare CIA_I, CIA_U au în componența lor transformatoare de separare TA cu înfășurările primare adaptate să lucreze pe impedanțele de sarcină ale transformatoarelor de curent, respectiv tensiune (sînt folosite aceste transformatoare pentru a asigura separarea galvanică a curentului de ieșire de mărimile de intrare și pentru cazul în care nu s-ar folosi unul sau ambele din transformatoarele TI, TU) și o serie de elemente pasive de circuit (rezistențe, condensatoare) pentru compensarea erorilor de raport și de unghi ale transformatoarelor de măsură.

Un exemplu de realizare a circuitelor de intrare și adaptare este prezentat în figura 5.14, la care valorile rezistențelor și capacităților sînt determinate în funcție de frecvența nominală de lucru a traductorului și „ajustate" în faza de calibrare, cu toate piesele montate [11].

Multiplicatorul analogic poate fi realizat în mai multe moduri:

— *cu transconductanță variabilă* [1], bazat pe variația exponențială a curentului de colector I_c pentru un tranzistor în funcție de tensiunea bază-emitor U_{BE}, la tensiune colector-bază U_{CB} nulă, adică

$$I_c = \alpha_N I_{E_{sat}} (e^{U_{BE} q/KT} - 1) \tag{5.19}$$

(relație valabilă pentru $I_c/I_{E_{sat}} \gg 1$), în care α_N este o constantă apropiată de 1, $I_{E_{sat}}$ — curentul de saturație al emitorului, K — constanta lui Boltzmann, T — temperatura absolută.

Pentru variații suficient de mici ale tensiunii U_{BE} rezultă

$$\Delta I_c = \frac{q}{KT} I_c \Delta U_{BE} \tag{5.20}$$

adică un produs a două mărimi I_c și ΔU_{BE}.

Această modalitate de realizare a multiplicării conduce la scheme simple, cu posibilitatea efectuării produsului în toate cadranele, dar cu erori de neliniaritate și de temperatură destul de pronunțate, ceea ce conduce la obținerea unei erori globale de aproximativ 1%;

— *cu logaritmare-antilogaritmare* [2], care au la bază relația

$$u_1 u_2 = e^{(\ln u_1 + \ln u_2)} \tag{5.21}$$

rezultînd că circuitul va consta din două amplificatoare logaritmice, un sumator și un amplificator antilogaritmic;

— *cu traductor Hall*, una din tensiuni (u_1) fiind proporțională cu curentul longitudinal I_c al plăcuței Hall, iar cealaltă (u_2) cu inducția magnetică B, astfel că tensiunea Hall va rezulta de forma

$$u_H = R_H \frac{I_c B}{d} = R_H \frac{K_1 u_1 K_2 u_2}{d} = K u_1 u_2 \tag{5.22}$$

unde R_H este constanta Hall, d — grosimea plăcuței, iar celelalte dimensiuni au fost astfel considerate încît efectul lor la temperatura de referință să dea valoarea 1. Multiplicatorul cu traductor Hall oferă avantajul simplității, dar și o serie de dezavantaje ca : dependența de temperatură a tensiunii u_H, neliniarități provocate de impreciziile tehnologice, dificultăți tehnologice în realizarea contactelor pe plăcuță etc., conduc la o eroare globală de $1 \div 2\%$, ceea ce a făcut ca utilizarea lui să fie, pînă în prezent, pe scară restrînsă (pentru detalii vezi cap. 7) ;

— *prin utilizarea efectului termoelectric* și ținînd seama că

$$i_1 i_2 = \frac{1}{4}[(i_1 + i_2)^2 - (i_1 - i_2)^2] \tag{5.23}$$

Utilizîndu-se două fire încălzitoare, fiecăruia atașîndu-i-se cîte un termocuplu (ansamblul fir încălzitor-termocuplu este denumit dispozitiv termoelectric), unul din fire fiind parcurs de suma curenților, iar celălalt de diferența lor, tensiunea diferență electromotoare care rezultă prin legarea în opoziție a celor două termocupluri este proporțională cu produsul celor doi curenți aplicați firelor încălzitoare, conform relației (5.23). Aceste multiplicatoare au avantajul unei simplități sporite, iar faptul că nu au elemente de calcul electronice conduc la lipsa unor erori, cum ar fi erorile de zero. O serie de dezavantaje, ca : inegalitatea caracteristicilor celor două termocupluri, abaterea caracteristicii ansamblului fir încălzitor-termocuplu de la forma pătratică, conduc la precizii globale de $1 \div 2\%$, iar posibilitatea distrugerii ușoare a firului încălzitor la supracurenți (capacitate de supraîncărcare practic nulă) a făcut ca utilizarea lor să fie introdusă cu precauții doar în aplicații speciale ;

— *cu modulare în amplitudine și durată* [1], [2], [5], [6]. Se bazează pe faptul că media temporală a unei succesiuni de impulsuri, de frecvență constantă, este egală cu produsul dintre amplitudinea și durata impulsurilor. Întrucît acest tip de multiplicator este utilizat în prezent în majoritatea variantelor de traductoare care necesită efectuarea produsului instantaneu a două semnale variabile în timp, în continuare se va detalia principiul lui funcțional.

Multiplicatorul cu dublă modulare, prezentat principial în figura 5.15, se compune din multivibratorul comandat *MVC*, care oscilează pe o frecvență $f_e \geqslant f_{u_1}$ (se consideră cazul practic în care $f_{u_1} = f_{u_2}$, u_1 și u_2 semnale sinusoidale), diferența dintre durata semialternanței pozitive și negative fiind direct proporțională cu amplitudinea semnalului de comandă u_1. Se

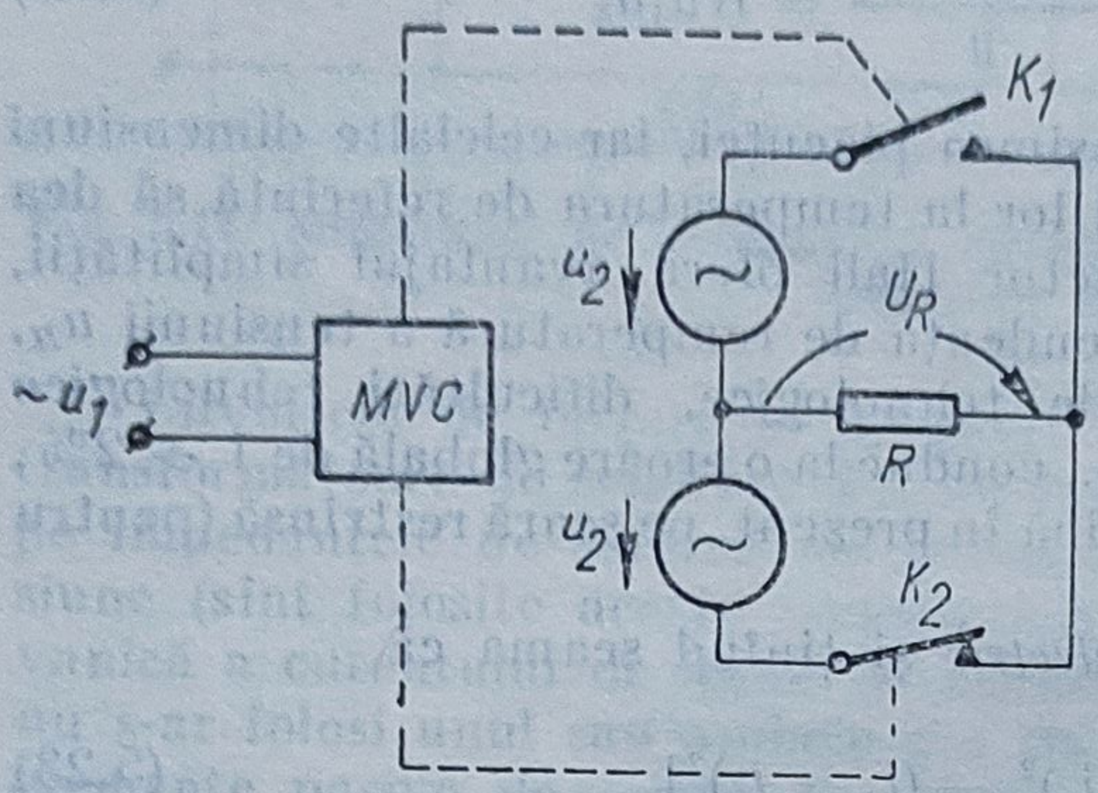


Fig. 5.15. Schema principială a multiplicatorului cu dublă modulare (în amplitudine și durată).

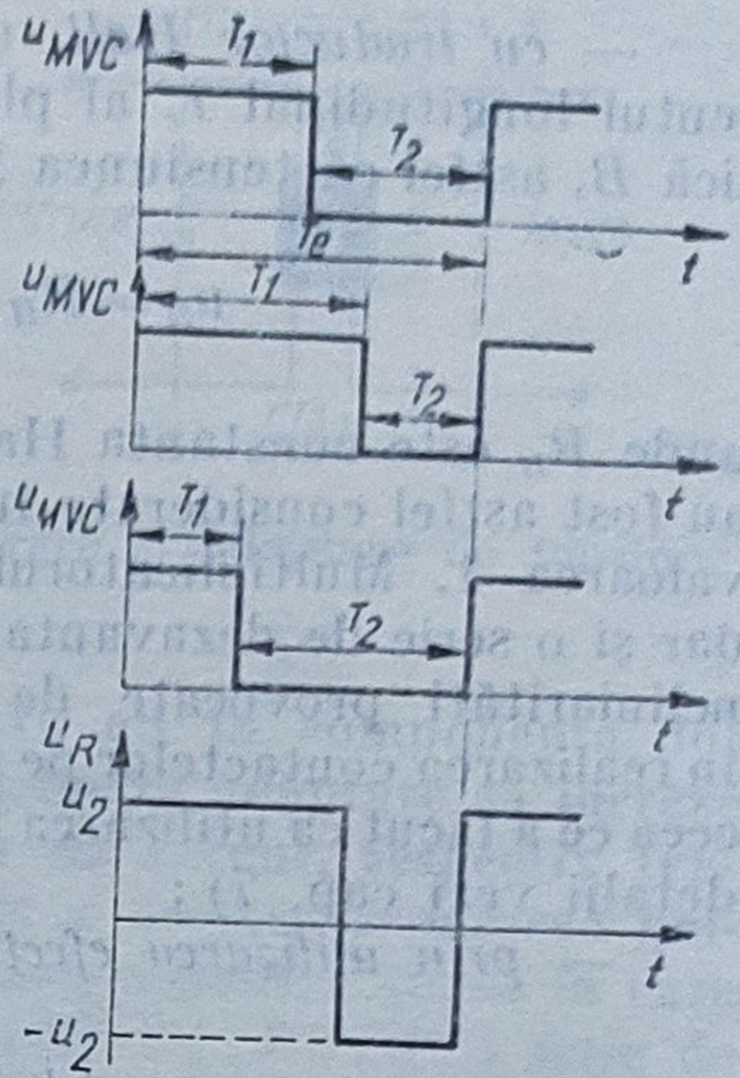


Fig. 5.16. Diagramele de semnal corespunzătoare schemei din fig. 5.15.

poate scrie (pentru înțelegerea mai ușoară se vor urmări diagramele de semnal prezentate în fig. 5.16) că

$$\frac{T_1 - T_2}{T_1 + T_2} = \frac{u_1}{U_0} \tag{5.24}$$

unde U_0 este o tensiune de referință.

Rezistența R va avea la borne pe semialternanța [T_1 (K_1 — închis, K_2 — deschis) căderea de tensiune $+u_2$, iar pe semialternanța T_2 (K_1 — deschis, K_2 — închis) $-u_2$, astfel că tensiunea u_R va fi pe perioada T_e de forma

$$u_R = + u_2 \frac{T_1}{T_1 + T_2} - u_2 \frac{T_2}{T_1 + T_2} = u_2 \frac{T_1 - T_2}{T_1 + T_2} = \frac{1}{U_0} u_1 u_2 \tag{5.25}$$

Se remarcă faptul că precizia și stabilitatea multiplicatorului depinde doar de tensiunea de referință U_0.

Pe principiul expus anterior funcționează schema prezentată în figura 5.17, care realizează produsul valorilor instantanee u și i.

Curentul din secundarul transformatorului de curent TI este comparat cu un semnal triunghiular simetric de frecvență stabilă și amplitudine riguros constantă, astfel că, la ieșirea comparatorului C, se obține un semnal dreptunghiular modulat în durată de valoarea instantanee a curentului. Prin intermediul inversorului I se asigură comanda comutatorului tranzistorizat T_2 în antifază cu comutatorul T_1. Amplitudinea semnalului de ieșire u_e este modulată în valoare de către semnalele obținute din secundarele transformatorului de tensiune TU, legate în serie. În acest mod rezultă

$$u_e = K_1 K_2 ui = K_1 K_2 p \tag{5.26}$$

adică valoarea puterii instantanee. Pentru înțelegerea mai ușoară a schemei se prezintă în figura 5.18 diagramele de semnal în punctele caracteristice schemei din figura 5.17.

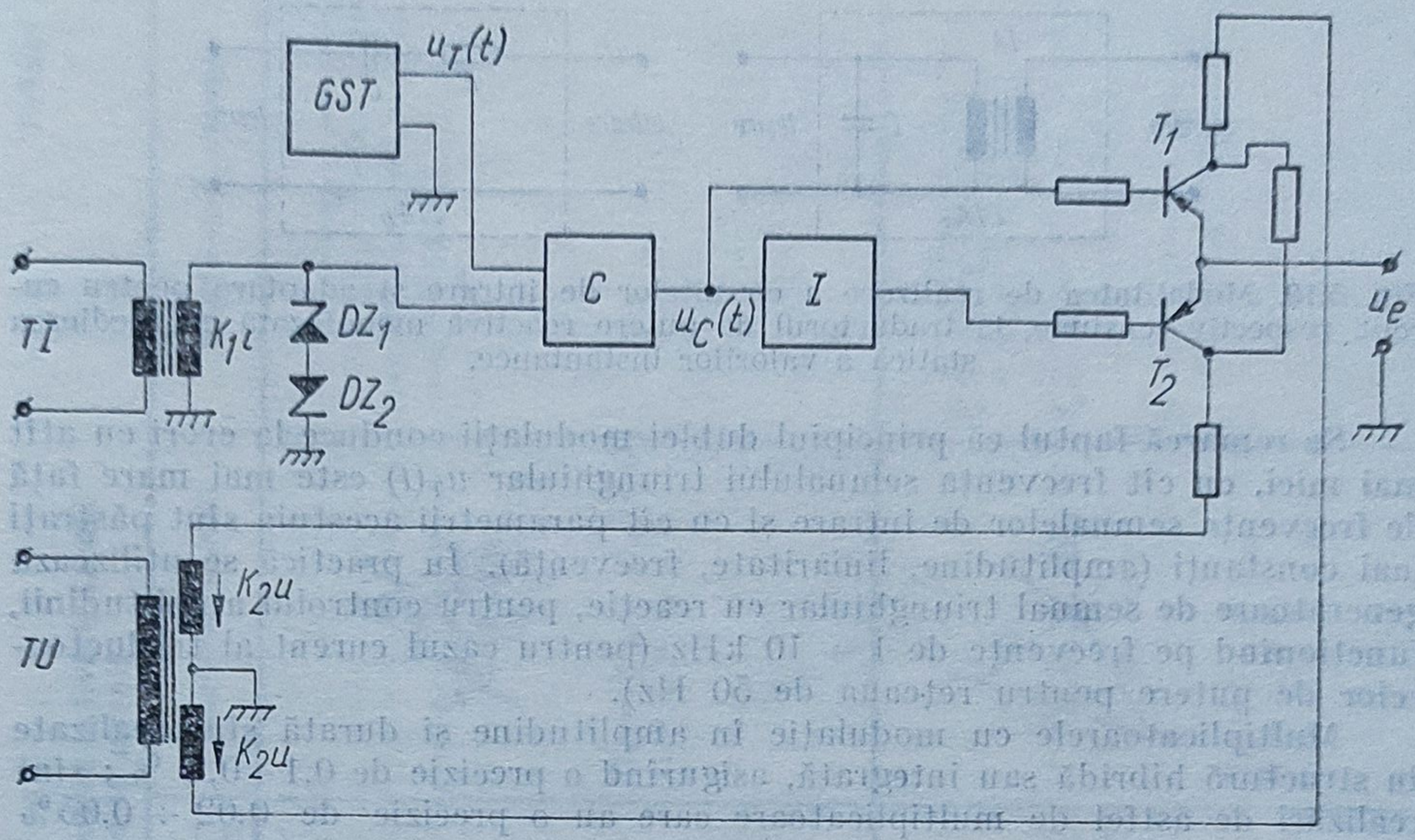


Fig. 5.17. Schemă practică de obținere a puterii instantanee :
GST — generator de semnal triunghiular simetric ; *C* — comparator ; *I* — inversor ; *TI* — transformator de curent ; *TU* — transformator de tensiune.

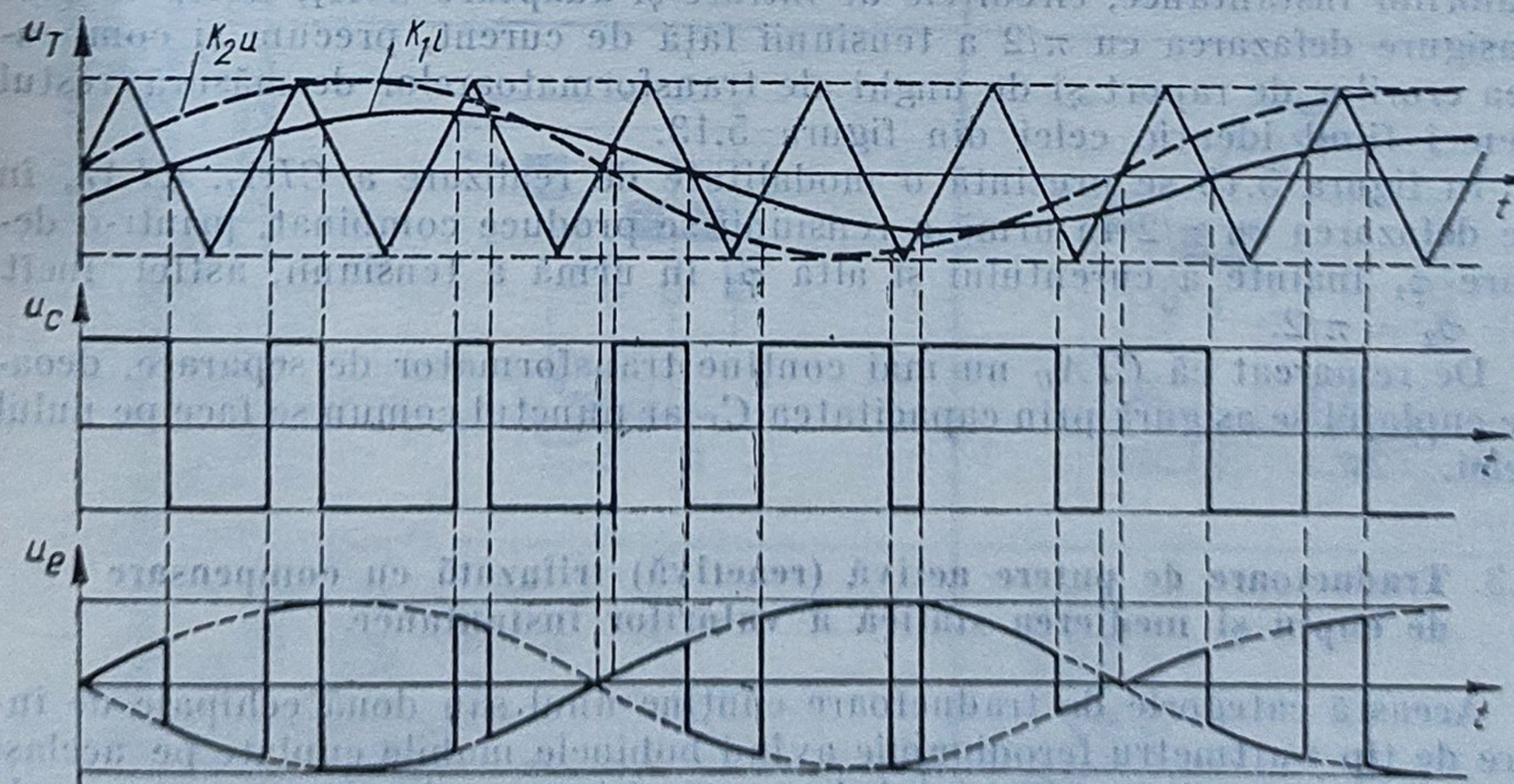


Fig. 5.18. Diagramele de semnal corespunzătoare schemei din fig. 5.17.

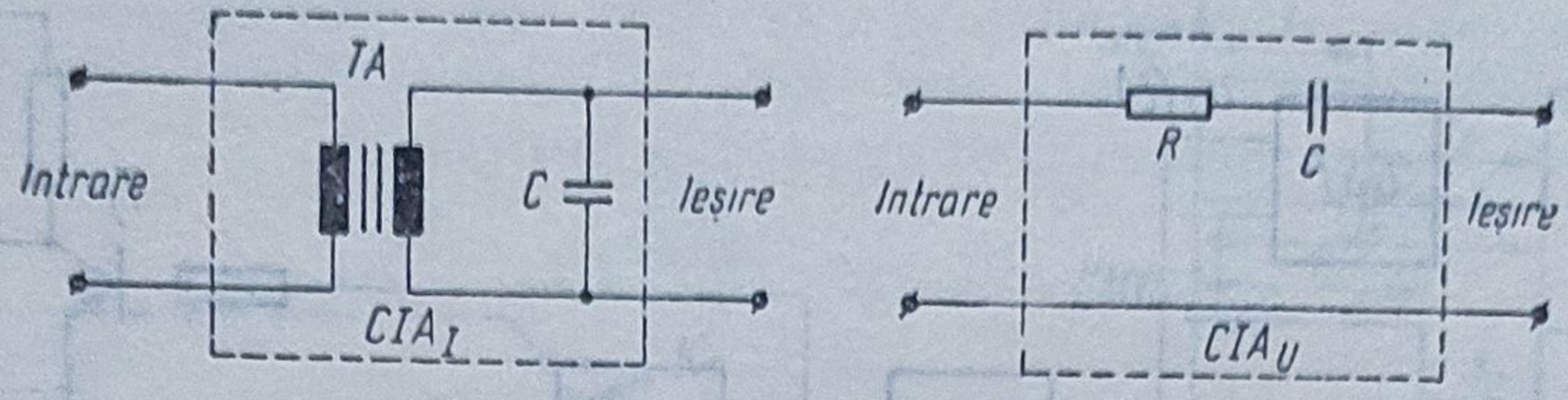


Fig. 5.19. Modalitatea de realizare a circuitelor de intrare și adaptare pentru curent, respectiv tensiune, la traductorul de putere reactivă monofazată cu medierea statică a valorilor instantanee.

Se remarcă faptul că principiul dublei modulații conduce la erori cu atît mai mici, cu cît frecvența semnalului triunghiular $u_T(t)$ este mai mare față de frecvența semnalelor de intrare și cu cît parametrii acestuia sînt păstrați mai constanți (amplitudine, liniaritate, frecvență). În practică se utilizează generatoare de semnal triunghiular cu reacție, pentru controlul amplitudinii, funcționînd pe frecvențe de $1 \div 10$ kHz (pentru cazul curent al traductoarelor de putere pentru rețeaua de 50 Hz).

Multiplicatoarele cu modulație în amplitudine și durată sînt realizate în structură hibridă sau integrată, asigurînd o precizie de $0{,}1 \div 0{,}2$ % ; sînt realizări de astfel de multiplicatoare care au o precizie de $0{,}02 \div 0{,}05$% [5], [6].

Dispozitivele de mediere, care urmează multiplicatoarelor analogice, sînt de obicei structuri de filtre trece-jos, active, realizate cu amplificatoare operaționale și componente pasive (rezistențe, capacități), avînd frecvența de tăiere în concordanță cu frecvența semnalelor de intrare.

Convertoarele tensiune-curent sînt realizate cu generatoare de curent constant, comandate în tensiune, capabile să debiteze pe sarcini variind în limite suficient de largi.

În cazul traductorului de putere reactivă monofazată cu medierea statică a valorilor instantanee, circuitele de intrare și adaptare CIA_I, CIA_U trebuie să asigure defazarea cu $\pi/2$ a tensiunii față de curent, precum și compensarea erorilor de raport și de unghi ale transformatoarelor de măsură, restul schemei fiind identic celei din figura 5.13.

În figura 5.19 se prezintă o modalitate de realizare a CIA_I, CIA_U, în care defazarea cu $\pi/2$ în urmă a tensiunii se produce combinat, printr-o defazare φ_1 înainte a curentului și alta φ_2 în urmă a tensiunii, astfel încît $\varphi_1 + \varphi_2 = \pi/2$.

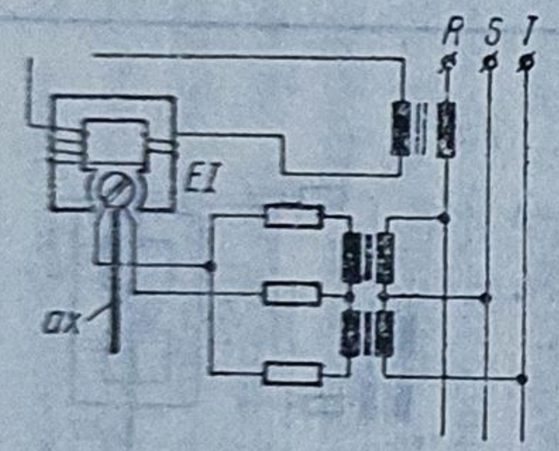
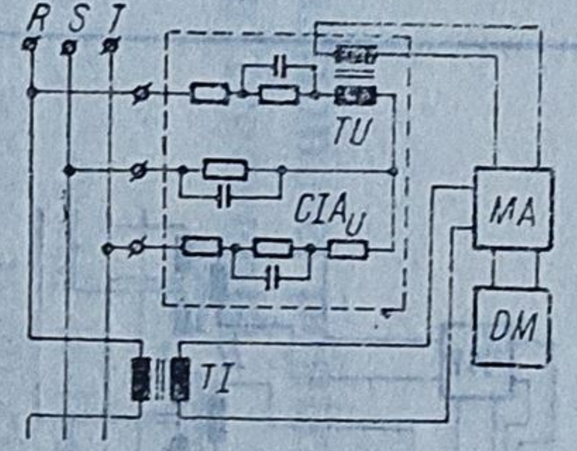
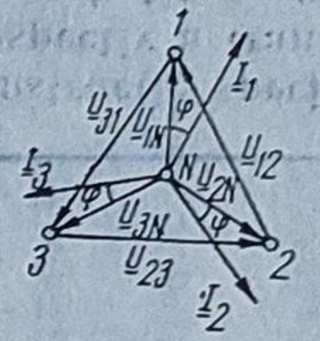
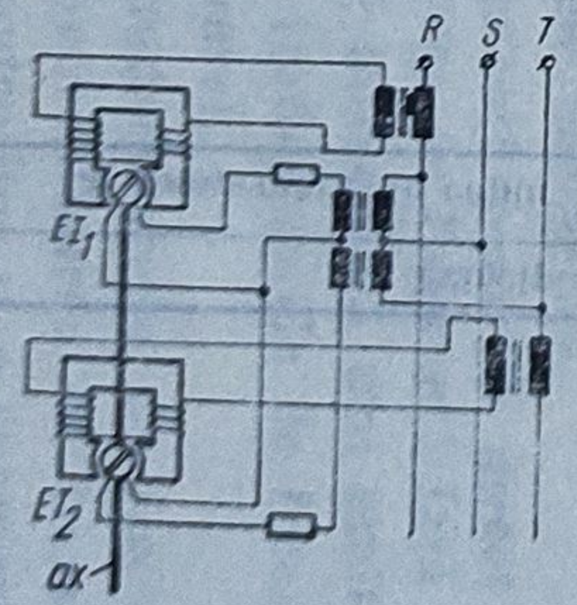
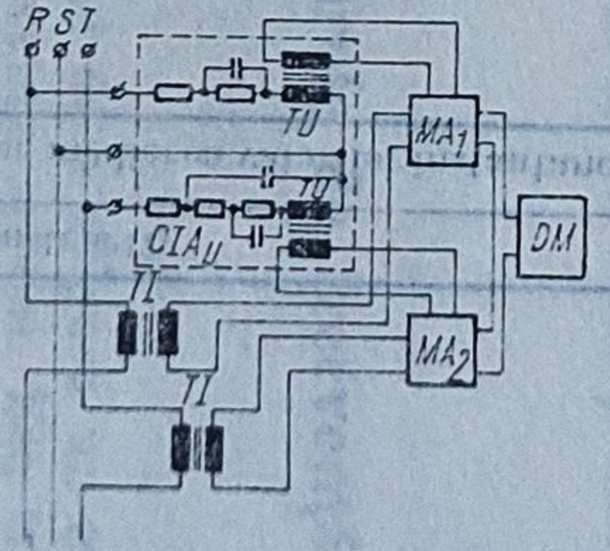
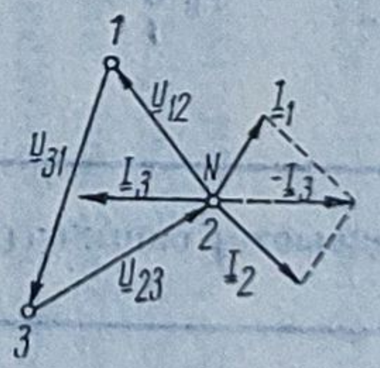
De remarcat că CIA_U nu mai conține transformator de separare, deoarece cuplajul se asigură prin capacitatea C, iar punctul comun se face pe nulul rețelei.

5.6.3. Traductoare de putere activă (reactivă) trifazată cu compensare de cuplu și medierea statică a valorilor instantanee

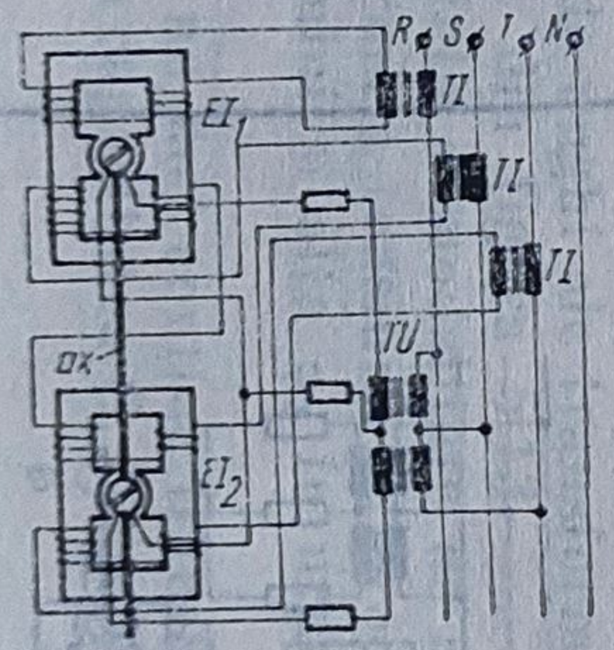
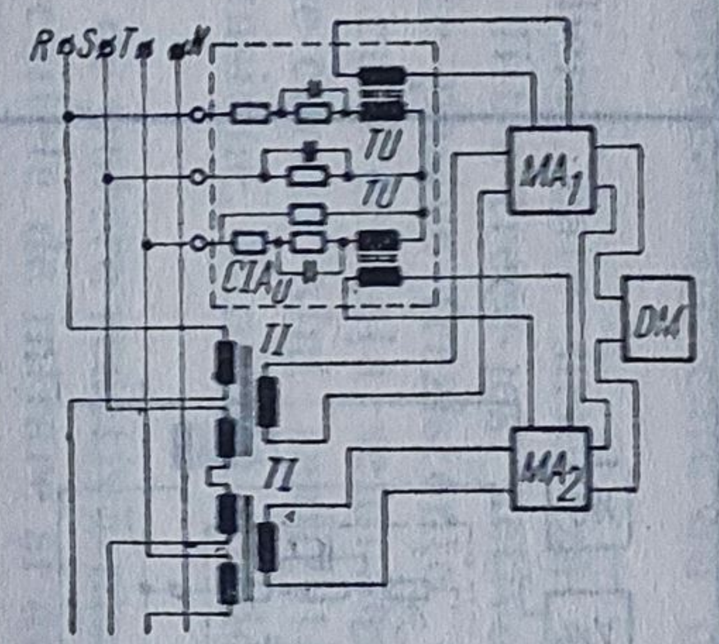
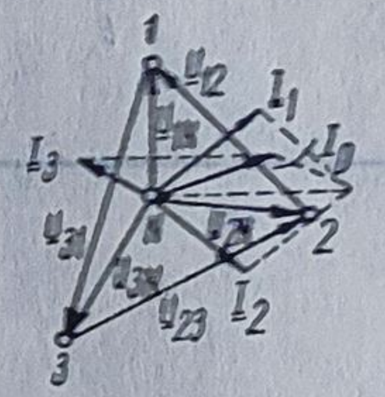
Această categorie de traductoare conține unul sau două echipaje de intrare de tip wattmetru ferodinamic avînd bobinele mobile cuplate pe același ax cu bobina mobilă a echipajului de reacție (pentru cele cu compensare de cuplu), respectiv unul sau două multiplicatoare analogice ale căror tensiuni

Tabelul 5.5

Tipuri constructive de traductoare de putere activă trifazată și modalitatea lor de conectare în circuit

Tipul sarcinii	Principiul constructiv		Diagrama fazorială	Relația de funcționare
	Cu compensare de cuplu	Cu medierea valorilor instantanee		
Sistem simetric, sarcină echilibrată			 $U_{12} = U_{23} = U_{31} = U$ $I_1 = I_2 = I_3 = I$	$P = \overline{U_{1N}i_1 + U_{2N}i_2 + U_{3N}i_3} =$ $= 3\overline{U_{1N}i_1} = 3P_1 =$ $= \sqrt{3}\,UI\cos\varphi$ $I_c = K_3P$
Sistem simetric, sarcină neechilibrată, fără fir neutru			 $U_{12} \neq U_{23} \neq U_{31}$ $I_1 \neq I_2 \neq I_3$ $\underline{I}_1 + \underline{I}_2 + \underline{I}_3 = 0$	$P = \overline{U_{1N}i_1 + U_{2N}i_2 + U_{3N}i_3} =$ $= \overline{U_{12}i_1 + U_{23}i_3} =$ $= P_1 + P_2$ $I_c = K_3P$

Tabelul 5.5 (continuare)

Tipul sarcinii	Principiul constructiv		Diagrama fazorială	Relația de funcționare
	Cu compensare de cuplu	Cu medierea valorilor instantanee		
Sistem simetric, sarcină neechilibrată, cu fir neutru			 $U_{12} \neq U_{23} \neq U_{31}$ $I_1 \neq I_2 \neq I_3$ $\underline{I}_1 + \underline{I}_2 + \underline{I}_3 = \underline{I}_0$	$P = \overline{U_{1N}(i_1 - i_2)} + \overline{U_{2N}(-i_2 + i_3)} =$ $= \overline{U_{1N}i_1} - \overline{U_{1N}i_2} - \overline{U_{2N}i_2} + \overline{U_{2N}i_3} =$ $= \overline{U_{1N}i_1} + \overline{U_{2N}i_2} + \overline{U_{3N}i_3} - \overline{U_{3N}i_3} + \overline{U_{1N}i_2} + \overline{U_{2N}i_3} =$ $= \overline{U_{1N}i_1} + \overline{U_{2N}i_2} + \overline{U_{3N}i_3}$ $I_e = K_1 P$

Observație: Varianta pentru sarcină neechilibrată, cu fir neutru, presupune o construcție specială a bobinei fixe (pentru cele două echipaje de intrare în cazul traductorului cu compensare de cuplu), respectiv a transformatoarelor de curent (pentru cazul traductorului cu medierea valorilor instantanee): în literatură acest tip se mai numește traductor de putere activă trifazată în conexiunea $2^1/_2$ (denumirea provine de la metoda celor 3 wattmetre folosite pentru rețea cu 4 conductoare, al treilea wattmetru fiind prezent doar prin bobina de curent).

de ieșire sînt sumate și aplicate dispozitivului de mediere (pentru cele cu medierea statică a valorilor instantanee), în rest schemele de principiu fiind identice celor prezentate în figura 5.11, respectiv figura 5.13.

Diferențierea între traductoarele trifazate de putere activă și cele de putere reactivă constă doar în modalitatea de conectare în circuit (se folosesc modalitățile de tip wattmetric pentru măsurarea puterii reactive trifazate).

Pentru o privire de ansamblu asupra variantelor constructive, în tabelul 5.5 sînt prezentate (pentru putere activă) cele două tipuri funcționale de traductoare și modul lor de conectare ; de reținut că s-a urmărit prezentarea doar a părților care deosebesc un tip constructiv de altul.

Tabelul 5.5 rămîne în totalitate valabil și pentru traductoarele de putere reactivă trifazată, cu observația că diferă esențial modalitatea de conectare a echipajelor de intrare, respectiv a circuitelor de intrare și adaptare, la rețeaua trifazată.

Notă. Există, pe principiul medierii valorilor instantanee, tipuri constructive de traductoare de putere activă și reactivă trifazată avînd trei multiplicatcare analcgice, utilizate în cazul sistemelor nesimetrice cu sarcină neechilibrată cu fir neutru, la care se folosește conexiunea celor 3 wattmetre (aplicată corespunzător la traductoarele de putere activă față de cele de putere reactivă) ; cum utilizarea lor este mai restrînsă, s-a omis prezentarea în tabelul 5.5.

5.7. Principii funcționale pentru traductoarele de frecvență și abatere de frecvență

Traductoarele de frecvență industrială au rolul de a asigura un curent (tensiune) continuu de ieșire proporțional cu frecvența rețelei. Ele trebuie să asigure o precizie suficient de bună avînd în vedere necesitățile impuse de menținerea constantă a frecvenței în sistemele energetice.

Semnalul de ieșire al traductoarelor de frecvență poate fi direct proporțional cu frecvența propriu-zisă, sau cu abaterea de frecvență față de o valoare de referință (pentru necesități de reglare interesează mai mult traductoarele de abatere de frecvență, în timp ce traductoarele de frecvență sînt folosite în special în sistemele de telemăsurare).

Principiile funcționale care stau la baza traductoarelor de frecvență constau în realizarea unei dependențe liniare frecvență-tren de impulsuri calibrate, urmată de o mediere temporală a impulsurilor și o conversie în semnal unificat a tensiunii de ieșire din dispozitivul de mediere. Pentru „dilatarea“ domeniului de ieșire (efect de lupă) se introduce un semnal auxiliar sumat cu ieșirea din dispozitivul de mediere, care asigură dependența liniară a semnalului de ieșire în funcție de frecvența semnalului de intrare doar în gama de frecvențe pentru care s-a făcut proiectarea.

Traductoarele de abatere de frecvență sau de diferență a două frecvențe pot fi bazate pe principii de măsurare analogice, numerice sau hibride [4].

5.7.1. Traductoare de frecvență (abatere de frecvență) cu medierea impulsurilor

Traductorul de frecvență cu medierea impulsurilor, prezentat principial în figura 5.20, are următoarea funcționare: formatorul de impulsuri *FI* transformă unda sinusoidală în una dreptunghiulară, cu aceleași treceri prin zero (se elimină astfel influența amplitudinii semnalului), după care impulsurile obținute comandă circuitul monostabil *M*, la ieșirea acestuia obținîndu-se impulsuri de durată T_0 și amplitudine U_0 (ambele riguros constante) a căror frecvență de apariție este direct proporțională cu frecvența semnalului de intrare u_i.

Prin medierea acestor impulsuri (realizată de dispozitivul de mediere *DM*) se obține o tensiune direct proporțională cu frecvența. Într-adevăr

$$U_{DM} = \frac{1}{T_x}\int_0^{T_x} U_0 \, dt = \frac{1}{T_x}\int_0^{T_0} U_0 \, dt = U_0 T_0 f_x \qquad (5.27)$$

Sursa de referință *SR* asigură, prin intermediul unui semnal de tensiune cu grad ridicat de stabilizare, funcționarea amplificatorului tensiune-curent *ACTC* doar de la o frecvență f_{min} în sus, pînă la o frecvență f_{max}. Depășirea valorii f_{max} conduce la saturarea circuitului de intrare în blocul *ACTC*.

Pentru înțelegerea rapidă a funcționării traductorului de frecvență cu medierea impulsurilor în figura 5.21 s-au prezentat diagramele de semnal în punctele caracteristice.

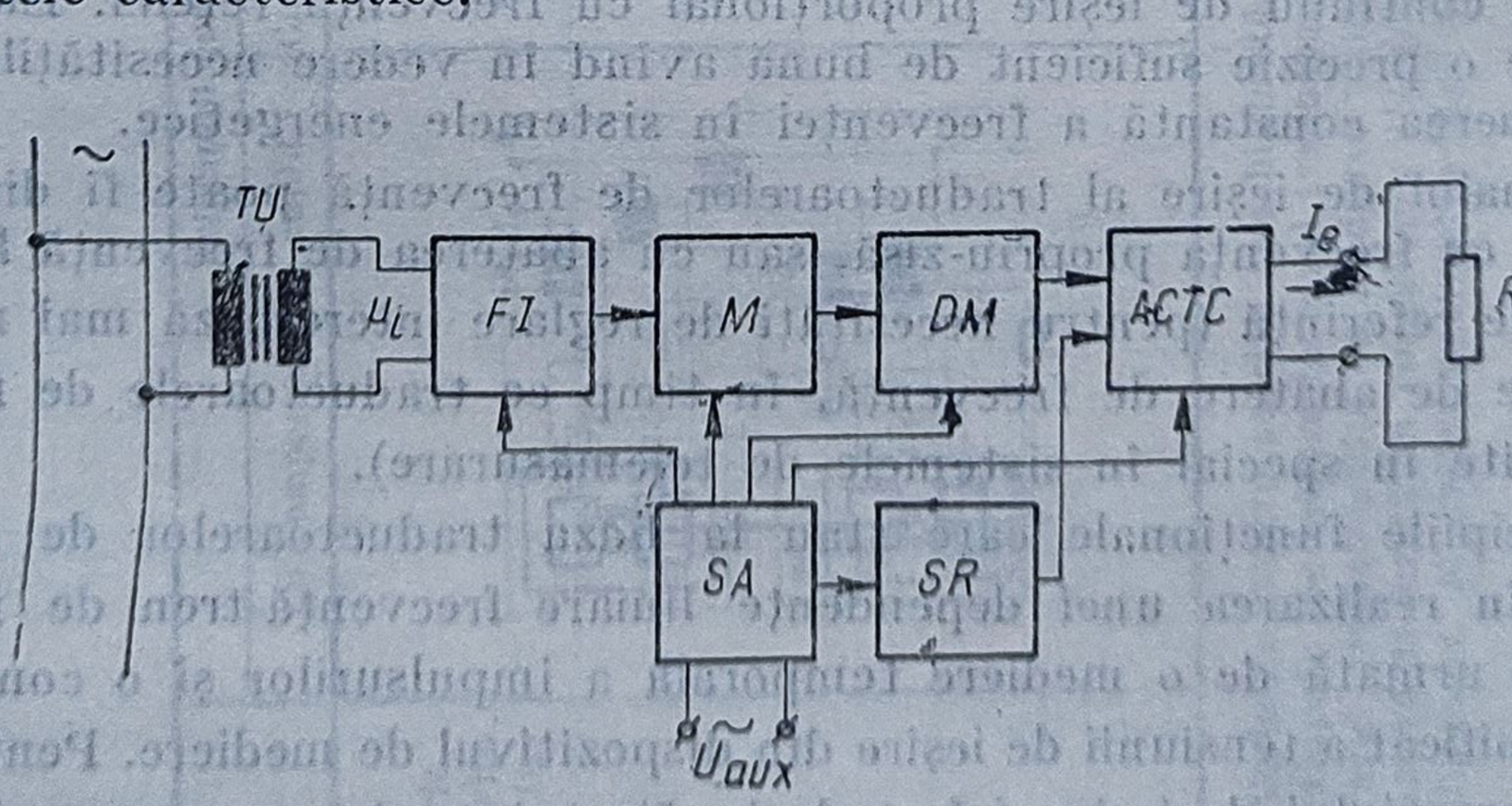


Fig. 5.20. Schema de principiu a traductorului de frecvență cu medierea impulsurilor:

TU — transformator de tensiune; *FI* — formator de impulsuri; *M* — monostabil; *DM* — dispozitiv de mediere; *ACTC* — amplificator convertor tensiune-curent; *SR* — sursă de referință; *SA* — surse de alimentare.

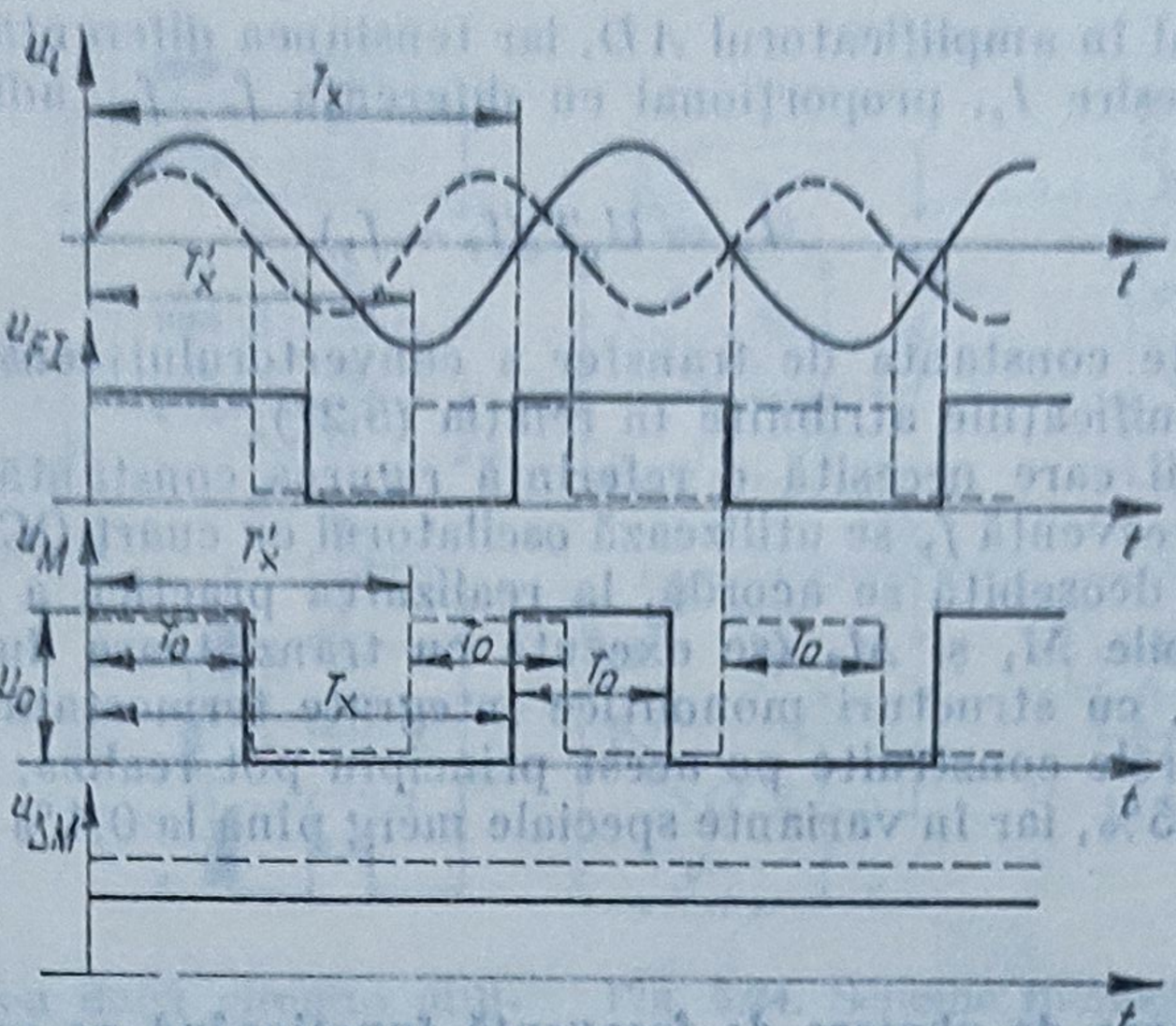


Fig. 5.21. Diagramele de semnal în punctele caracteristice pentru schema din fig. 5.20.

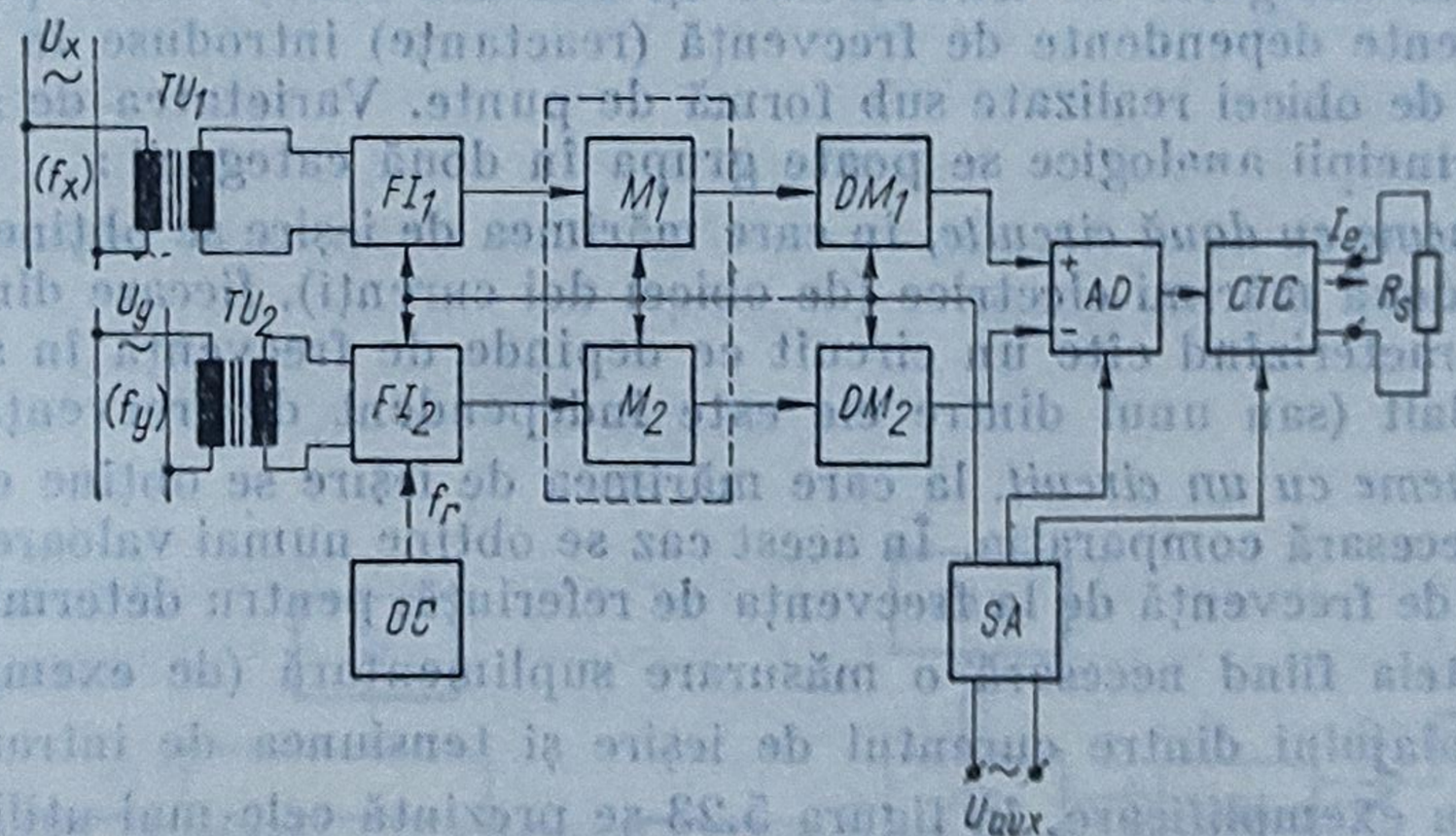


Fig. 5.22. Schema de principiu a traductorului de abatere de frecvență (diferență a două frecvențe) cu medierea impulsurilor:

TU_1, TU_2 — transformatoare de tensiune; *FI_1, FI_2* — formatoare de impulsuri; *M_1, M_2* — monostabili; *DM_1, DM_2* — dispozitive de mediere; *AD* — amplificator diferențial; *OC* — oscilator cu cuarț; *CTC* — convertor tensiune-curent; *SA* — surse de alimentare.

Este evident că precizia realizată depinde în mare măsură de menținerea riguros constantă a valorilor U_0 și T_0 (relația 5.27). Pe baza acestui principiu funcțional se pot realiza traductoare avînd precizii de 0,1 ÷ 2% [11].

În mod similar, prin utilizarea a două canale separate de măsurare a frecvenței se realizează traductoare de abatere (diferență) de frecvență (fig. 5.22). Tensiunile de la ieșirile celor două dispozitive de mediere sînt su-

mate diferențial în amplificatorul AD, iar tensiunea diferență este convertită în curent de ieșire I_e, proporțional cu diferența $f_x - f_y$, adică

$$I_e = U_0 T_0 (f_x - f_y) \tag{5.28}$$

unde K_{CTC} este constanta de transfer a convertorului tensiune-curent, iar U_o, T_o au semnificațiile atribuite în relația (5.27).

În aplicații care necesită o referință riguros constantă, în locul semnalului u_y de frecvență f_y se utilizează oscilatorul cu cuarț OC de frecvență f_r.

O atenție deosebită se acordă, la realizarea practică a schemei, circuitelor monostabile M_1 și M_2 (se execută cu tranzistoare duble cu caracteristici identice, cu structuri monolitice integrate termostatate etc.).

Traductoarele construite pe acest principiu pot realiza, în mod curent, o precizie de 0,5%, iar în variante speciale merg pînă la 0,1% [4], [12].

5.7.2. Traductoare de abatere de frecvență funcționînd pe principii analogice

Această categorie de traductoare își bazează funcționarea pe utilizarea unor elemente dependente de frecvență (reactanțe) introduse în circuite de măsurare, de obicei realizate sub formă de punte. Varietatea de scheme bazate pe principii analogice se poate grupa în două categorii:

— *scheme cu două circuite*, în care mărimea de ieșire se obține prin comparația a două mărimi electrice (de obicei doi curenți), fiecare din cele două mărimi caracterizînd cîte un circuit ce depinde de frecvență în sens invers decît celălalt (sau unul dintre ele este independent de frecvență);

— *scheme cu un circuit*, la care mărimea de ieșire se obține direct, fără a mai fi necesară comparația. În acest caz se obține numai valoarea absolută a abaterii de frecvență de la frecvența de referință, pentru determinarea sensului acesteia fiind necesară o măsurare suplimentară (de exemplu, măsurarea decalajului dintre curentul de ieșire și tensiunea de intrare).

Pentru exemplificare, în figura 5.23 se prezintă cele mai utilizate tipuri de scheme cu două circuite, iar în figura 5.24, schemele monocircuit utilizate în structura traductoarelor de abatere de frecvență bazate pe principii analogice.

5.7.3. Traductorul numeric de abatere de frecvență

Traductorul numeric de abatere de frecvență [4], a cărui schemă de principiu este prezentată în figura 5.25, se bazează pe măsurarea numerică a perioadei și aproximarea dependenței $f = 1/T$ prin tehnică numerică.

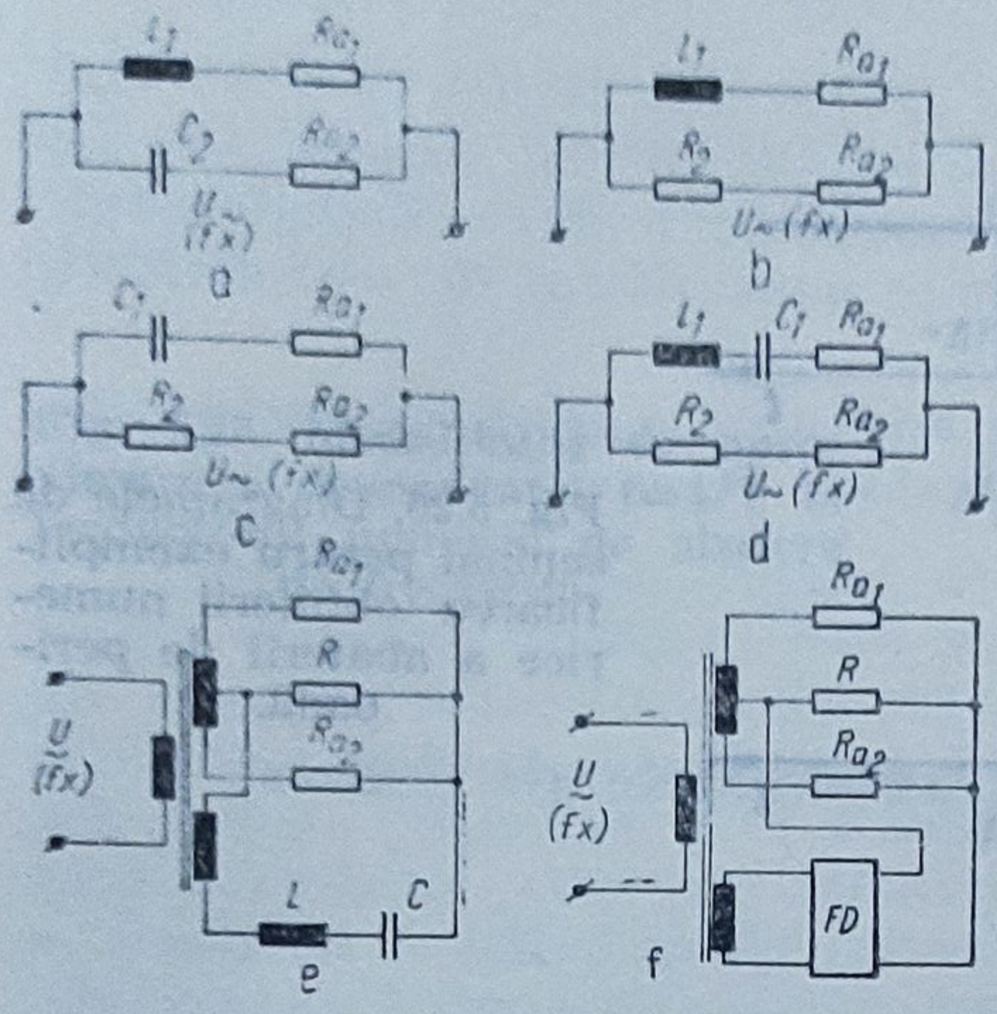


Fig. 5.23. Scheme cu două circuite utilizate în măsurarea abaterii de frecvență : *a* — cu două circuite RLC derivație ; *b* — cu două circuite RL ; *c* — cu două circuite RC derivație ; *d* — cu două circuite RLC serie ; *e* — diferențială cu două circuite RLC ; *f* — cu două circuite și filtru defazor *FD*.

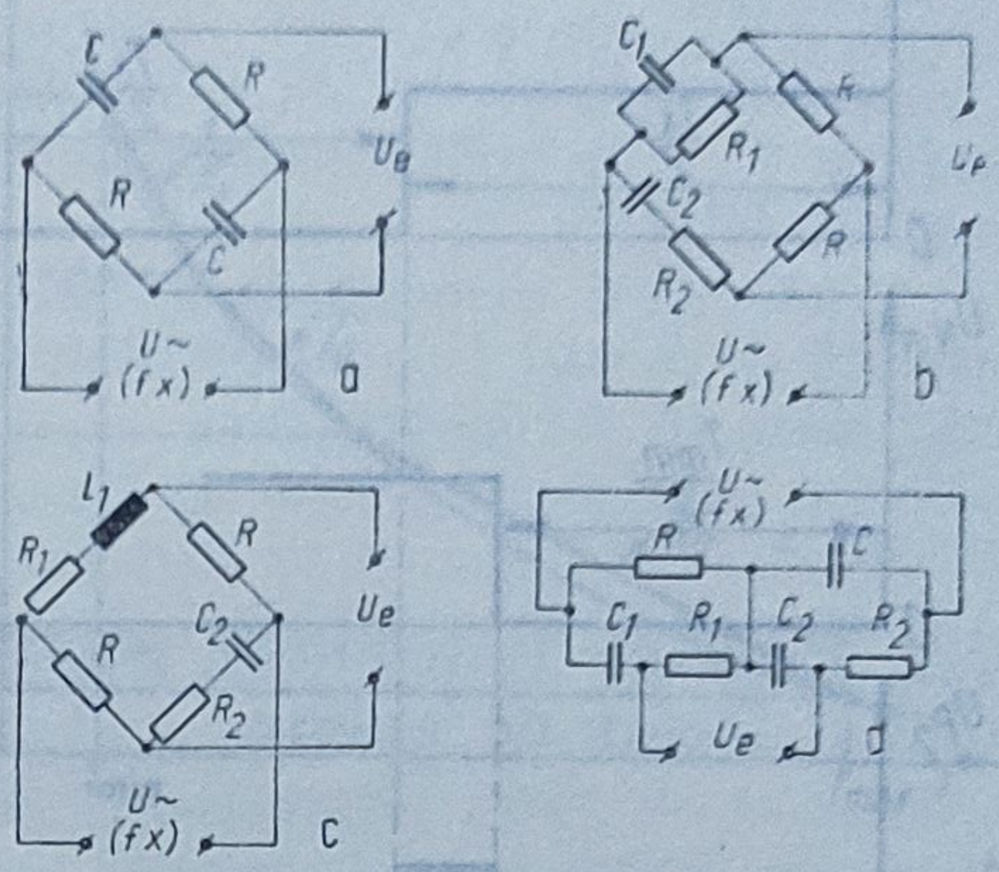


Fig. 5.24. Scheme monocircuit utilizate în măsurarea abaterii de frecvență : *a* — punte RC ; *b* — punte Wien-Robinson : *c* — punte RLC ; *d* — montaj defazor,

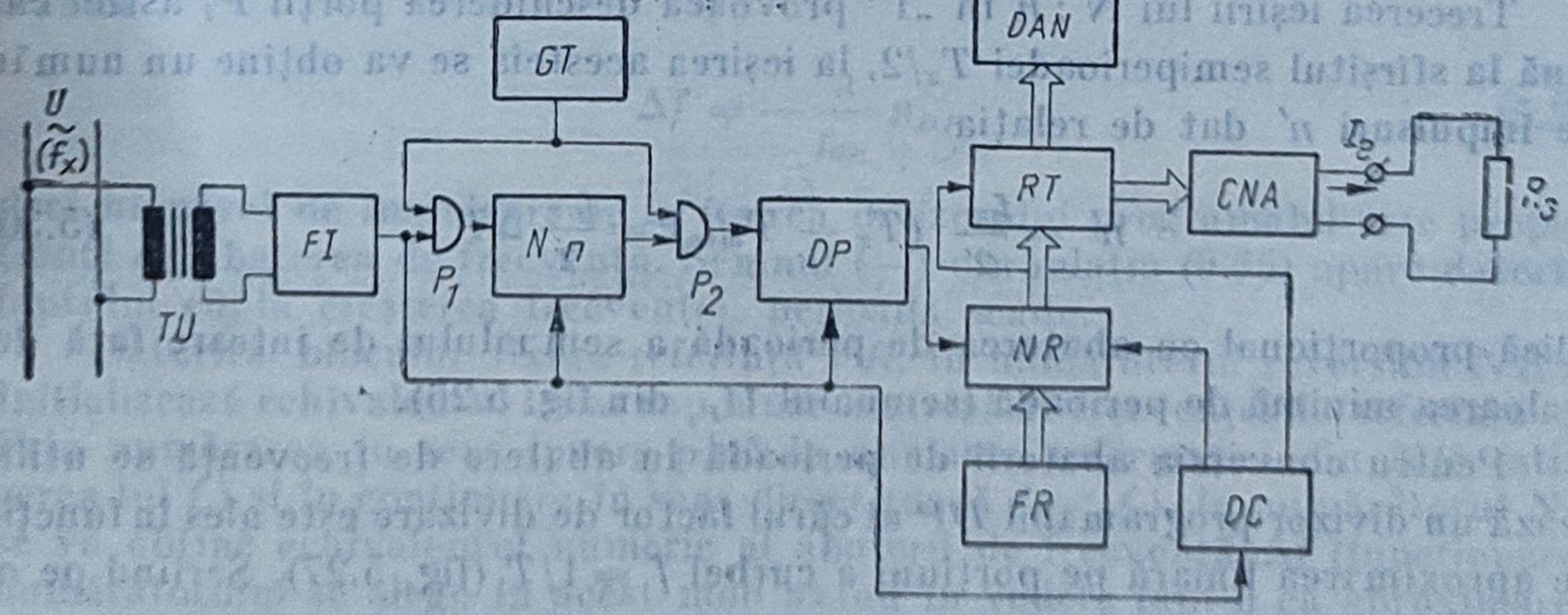


Fig. 5.25. Schema de principiu a traductorului numeric de abatere de frecvență : *TU* — transformator de tensiune ; *FI* — formator de impulsuri ; *N* : *n* — numărător modulo *n* ; *GT* — generator de tact ; *DP* — divizor programabil ; P_1, P_2 — porți logice ; *NR* — numărător reversibil ; *RT* — registru tampon ; *DAN* — dispozitiv de afișare numerică ; *CNA* — convertor numeric-analogic ; *FR* — bloc fixare frecvență de referință ; *DC* — dispozitiv de comenzi.

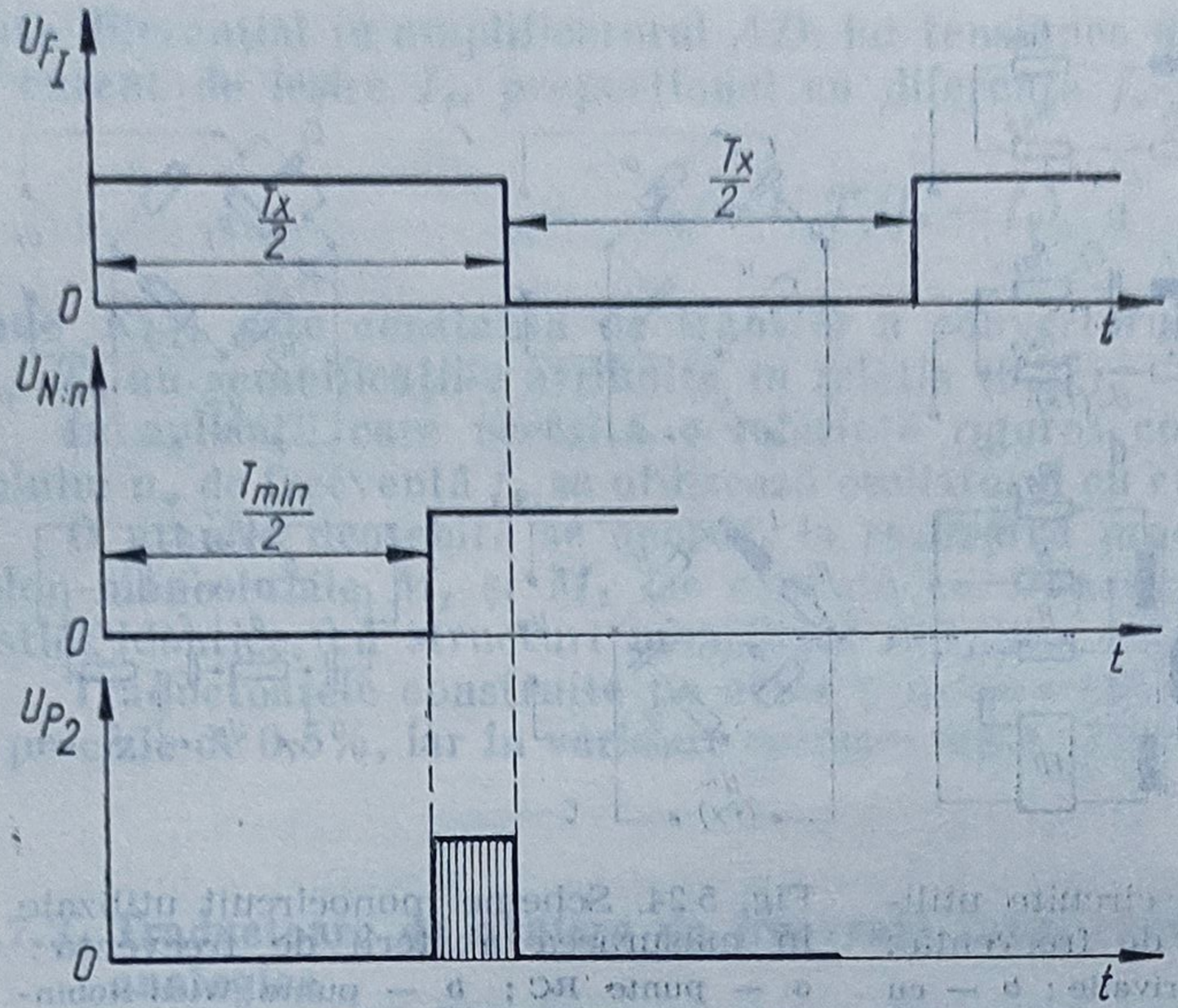


Fig. 5.26. Diagramele de semnal pentru exemplificarea obținerii numerice a abaterii de perioadă.

Astfel, după formarea semnalului prin intermediul formatorului de impulsuri *FI* (tensiunea U_{FI} din fig. 5.26), acesta este introdus, împreună cu cel provenit de la generatorul de tact de frecvență f_{GT}, în poarta P_1. Inițial numărătorul modulo n (simbolizat pe schemă $N:n$) este „0“, astfel că ieșirea sa va deveni „1“ $U_{N:n}$ din fig. 5.26) după trecerea unui număr de impulsuri n dat de relația

$$n = \frac{T_{min}}{2} f_{GT} \tag{5.29}$$

Trecerea ieșirii lui $N:n$ în „1“ provoacă deschiderea porții P_2 astfel că, pînă la sfîrșitul semiperioadei $T_x/2$, la ieșirea acesteia se va obține un număr de impulsuri n' dat de relația

$$n' = \frac{f_{GT}}{2}(T_x - T_{min}) = \frac{f_{GT}}{2}\Delta T \tag{5.30}$$

adică proporțional cu abaterea de perioadă a semnalului de intrare față de valoarea minimă de perioadă (semnalul U_{P_2} din fig. 5.26).

Pentru conversia abaterii de perioadă în abatere de frecvență se utilizează un divizor programabil *DP* al cărui factor de divizare este ales în funcție de aproximarea liniară pe porțiuni a curbei $f = 1/T$ (fig. 5.27). Scriind pe n' în forma

$$n' = \sum_{i=1}^{p} n'_i \tag{5.31}$$

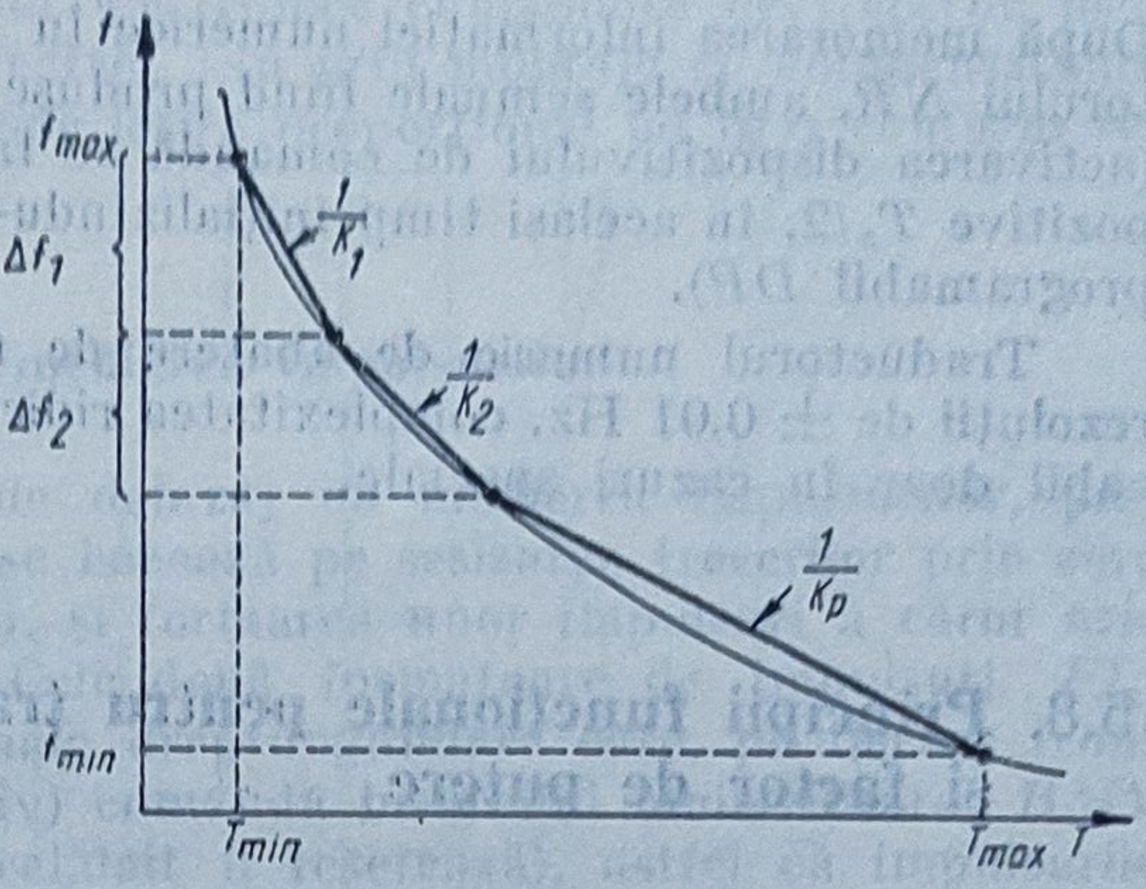


Fig. 5.27. Modalitatea de aproximare a dependenței $f=1/T$ la traductorul numeric de abatere de frecvență.

unde n_i' reprezintă numărul de impulsuri corespunzător segmentului de aproximare nr. i, la ieșirea divizorului programabil DP se obține un număr de impulsuri

$$n_{DP} = \sum_{i=1}^{P} \frac{n_i'}{K_i} = \frac{f_{GT}}{2} \sum_{i=1}^{P} \frac{\Delta T_i}{K_i}. \tag{5.32}$$

Cum

$$\Delta T_i = -K_i \Delta f_i \tag{5.33}$$

și

$$\Delta f = \sum_{i=1}^{P} \Delta f_i = -\sum_{i=1}^{P} \frac{\Delta T_i}{K_i} \tag{5.34}$$

rezultă

$$\Delta f = -\frac{2}{f_{GT}} n_{DP} \tag{5.35}$$

deci numărul de impulsuri de la ieșirea divizorului programabil este proporțional cu abaterea de frecvență. Semnul (—) din relația (5.35) apare datorită faptului că, la creșterea frecvenței, perioada scade.

Datorită blocului fixare referință FR, în numărătorul reversibil NR se inițializează echivalentul binar sau binar-zecimal al frecvenței de referință f_r. Prin numărarea în sens invers pînă la anularea informației din NR (atingerea lui f_r) și în continuare în sens direct (dacă $f_x < f_r$), în numărătorul NR se va obține echivalentul numeric al abaterii de frecvență Δf (funcționarea numărătorului se alege în acest mod avînd în vedere faptul că aproximarea dependenței $f = 1/T$ are ca punct de plecare valoarea f_{max}).

Informația din NR este memorată în registrul tampon RT, afișată local numeric de către dispozitivul de afișare numeric DAN și convertită în semnal unificat de curent sau tensiune de către convertorul numeric analogic CNA.

După memorarea informației numerice în RT, are loc inițializarea numărătorului NR, ambele semnale fiind produse de dispozitivul de comandă DC (activarea dispozitivului de comandă se face la terminarea semialternanței pozitive $T_x/2$, în același timp inițializîndu-se numărătorul $N:n$ și divizorul programabil DP).

Traductorul numeric de abatere de frecvență asigură obținerea unei rezoluții de $\pm$ 0,01 Hz, complexitatea ridicată a schemei făcîndu-l însă aplicabil doar în cazuri speciale.

5.8. Principii funcționale pentru traductoarele de defazaj și factor de putere

Factorul de putere se definește prin raportul dintre puterea activă și cea aparentă

$$K_p = \frac{P}{S};\ 0 \leqslant K_p \leqslant 1 \tag{5.36}$$

care, pentru cazul sistemelor monofazate în regim sinusoidal, devine

$$K_p = \cos \varphi \tag{5.37}$$

unde φ este unghiul de defazaj dintre curentul și tensiunea circuitului.

Pentru sistemele trifazate simetrice cu sarcină neechilibrată, factorul de putere se determină prin intermediul măsurării puterilor active și reactive, avînd în vedere că

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{Q}{P} \tag{5.38}$$

iar

$$\cos \varphi = \frac{1}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi}}. \tag{5.39}$$

În acest caz se procedează la măsurarea, prin metoda celor două wattmetre, a puterii active și reactive, rezultînd

$$K_p = \cos \varphi = \frac{1}{\sqrt{1 + 3\left(\frac{P_2 - P_1}{P_1 + P_2}\right)^2}} \tag{5.40}$$

unde $Q = \sqrt{3}(P_2 - P_1)$ este puterea reactivă trifazată și $P = P_1 + P_2$ este puterea activă trifazată.

Pentru semnale alternative nesinusoidale factorul de putere se definește cu relația generală (5.36).

Principiile funcţionale ale traductoarelor de factor de putere sau defazaj se bazează pe utilizarea circuitelor electronice comandate de trecerile prin zero ale tensiunii şi curentului electric, sau prin montaje cu compensatoare de cuplu şi obţinerea semnalului de ieşire proporţional cu tg φ conform relaţiei (5.38).

5.8.1. Traductorul de defazaj cu medierea impulsurilor

Funcţionarea traductorului de defazaj cu medierea impulsurilor, prezentat principial în figura 5.28, se bazează pe sesizarea trecerilor prin zero ale tensiunii, respectiv curentului, şi formarea unor impulsuri a căror arie este proporţională cu defazajul. Cele două formatoare de impulsuri FI_1, FI_2 asigură obţinerea unor semnale dreptunghiulare care, pe fiecare front (atît cel pozitiv, cît şi cel negativ) comandă bistabilul multivibrator *BMV* (un semnal îl iniţializează, iar celălalt îl resetează), astfel că impulsurile obţinute au lăţimea defazajului temporal între tensiune şi curent, iar amplitudinea — riguros constantă U_0 (fig. 5.29).

Prin medierea acestor impulsuri de către dispozitivul de mediere *DM* se obţine o tensiune proporţională cu defazajul, deoarece

$$U_{DM} = \frac{1}{T}\int_0^T u_{BMV}\,dt = \frac{1}{T}\int_0^{T_\varphi} U_0\,dt = \frac{U_0}{T}T_\varphi = 2\pi U_\varphi \qquad (5.41)$$

În funcţie de caracterul sarcinii (inductivă sau capacitivă), detectorul tipului de sarcină *DTS* asigură semnul „+“ (sarcină inductivă) sau „—“ (sarcină capacitivă) tensiunii de iesire din dispozitivul de mediere.

Pentru realizarea unui curent $I_e \geqslant 0$ tensiunea de la ieşirea dispozitivului de mediere este sumată cu una de referinţă dată de sursa de referinţă *SR* şi convertită în curent unificat de ieşire prin intermediul amplificatorului convertor tensiune-curent *ACTC*.

Precizia globală pe care o realizează aceste traductoare este de 1% [11]. Sînt folosite pentru măsurări în sisteme monofazate şi în sisteme trifazate simetrice cu sarcină echilibrată.

Pe acelaşi principiu se construiesc traductoare de defazaj pentru sincronizare, la care mărimile de intrare se iau în fază, una cu tensiunea generatorului, iar cealaltă cu tensiunea reţelei la care urmează a fi conectat generatorul.

5.8.2. Traductorul de factor de putere cu compensare de cuplu

Acest tip de traductor [11], utilizat în general numai pentru reţele trifazate simetrice cu sarcină necchilibrată, funcţionează pe baza relaţiei (5.38), curentul obţinut la ieşirea acestuia fiind proporţional cu tg φ. Se utilizează

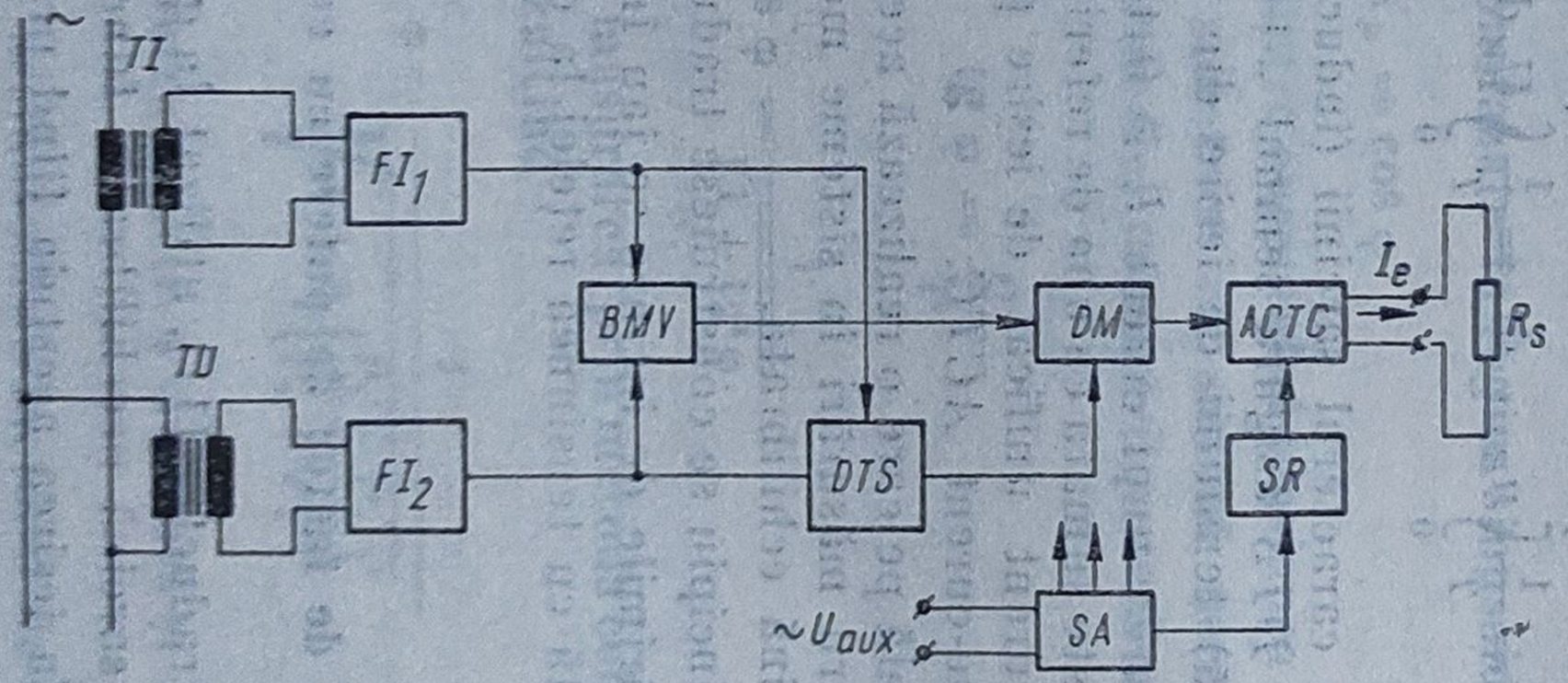


Fig. 5.28. Schema de principiu a traductorului de defazaj cu medierea impulsurilor:

FI_1, FI_2 — formatoare de impulsuri ; *BMV* — bistabil multivibrator ; *DTS* — detector tip sarcină ; *DM* — dispozitiv de mediere ; *SR* — sursă de referință ; *ACTC* — amplificator convertor tensiune-curent ; *SA* — surse de alimentare.

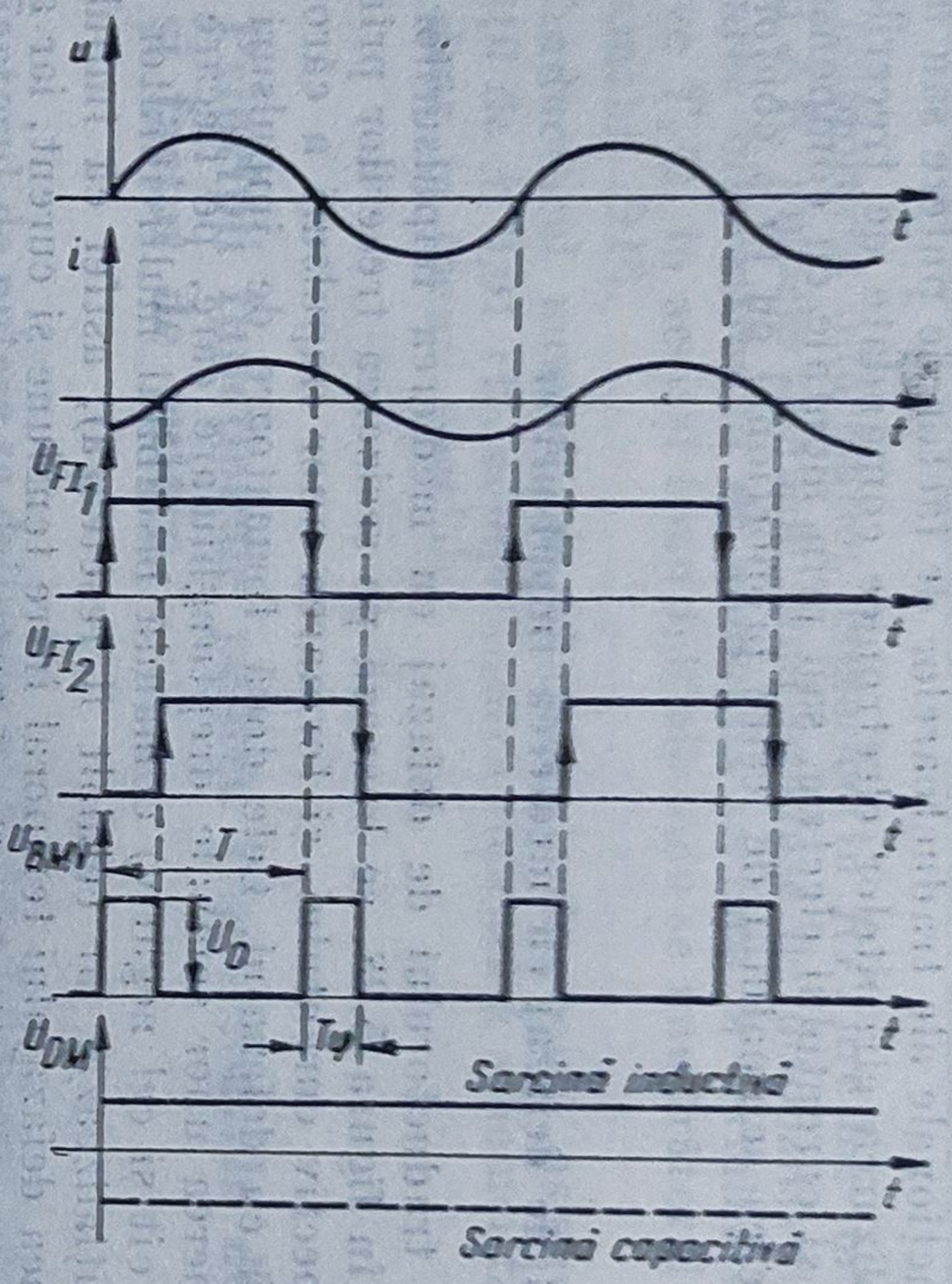


Fig. 5.29. Diagramele de semnal pentru traductorul de defazaj cu medierea impulsurilor.

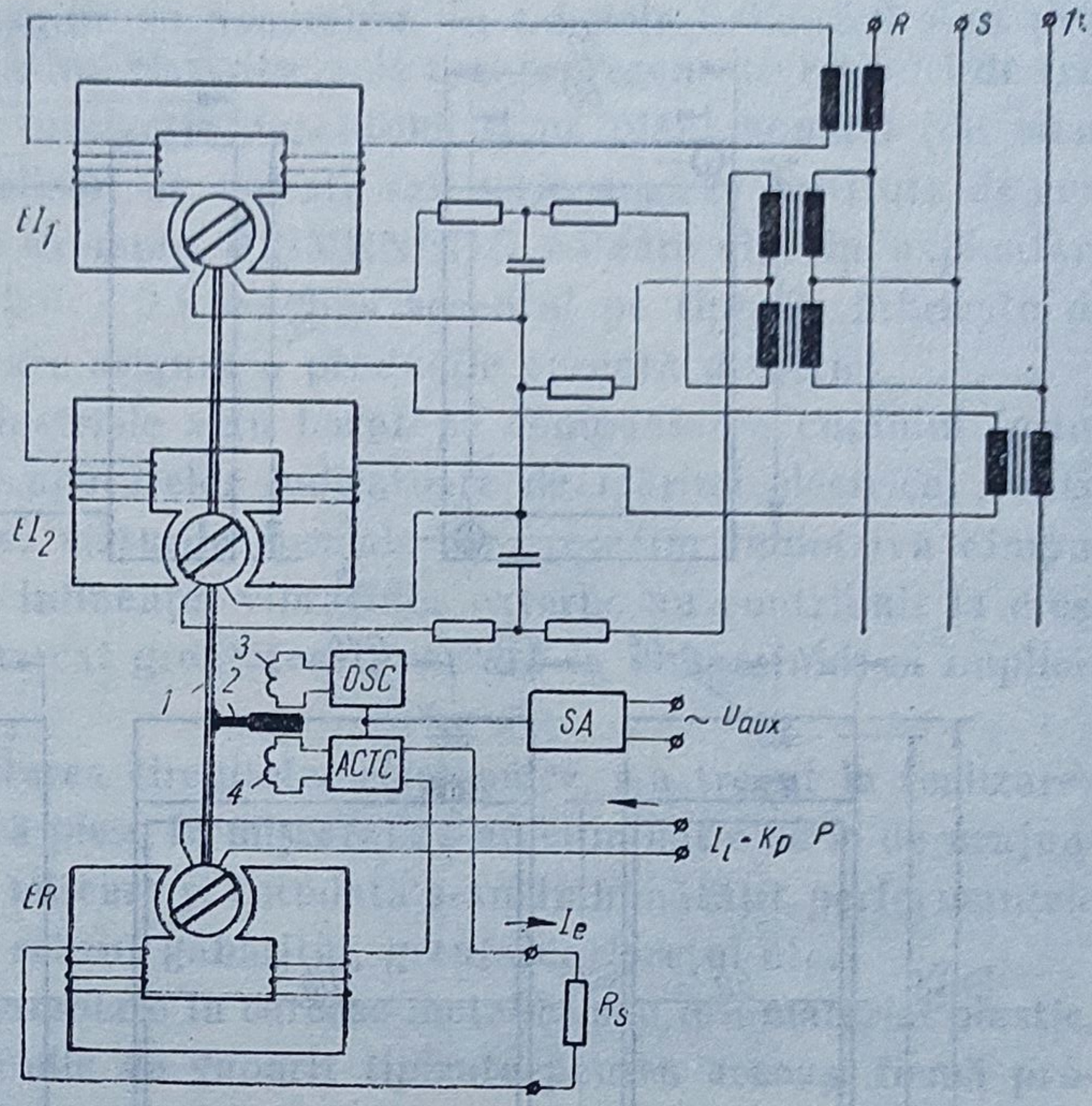


Fig. 5.30. Schema de principiu a traductorului de factor de putere cu compensare de cuplu :

EI_1, EI_2 — echipaje de intrare ; ER — echipaj de reacție ; OSC — oscilator ; $ACTC$ — amplificator convertor tensiune-curent ; SA — surse de alimentare ; 1 — ax ; 2 — paletă de Al ; 3, 4 — bobine în montaj traductor inductiv tip transformator.

numai în asociație cu un traductor de putere activă, deoarece traductorul propriu-zis (fig. 5.30) este compus din două echipaje de intrare EI_1, EI_2 de tip wattmetru ferodinamic, conectate în montaj de măsurare a puterii reactive, rezultînd momentul activ de forma

$$M_a = K_1 Q \tag{5.42}$$

și un echipaj de reacție ER, tot de tip ferodinamic, care realizează un cuplu antagonist de forma

$$M_r = K_2 P I_e \tag{5.43}$$

La egalitatea celor două cupluri va rezulta

$$I_e = K \frac{Q}{P} = K \operatorname{tg} \varphi \tag{5.44}$$

Celelalte elemente ale schemei din figura 5.30 sînt identice celor expuse la traductorul de curent cu compensare de cuplu (vezi § 5.4.1), avînd același rol funcțional.

5.9. Tipuri industriale de traductoare pentru mărimi electrice

Traductoarele industriale au la bază principiile funcționale expuse în § 5.4...5.8, diferențiindu-se, pentru aceeași mărime de intrare, prin performanțe statice sau dinamice, clase de protecție, alimentare auxiliară, greutate, preț etc.

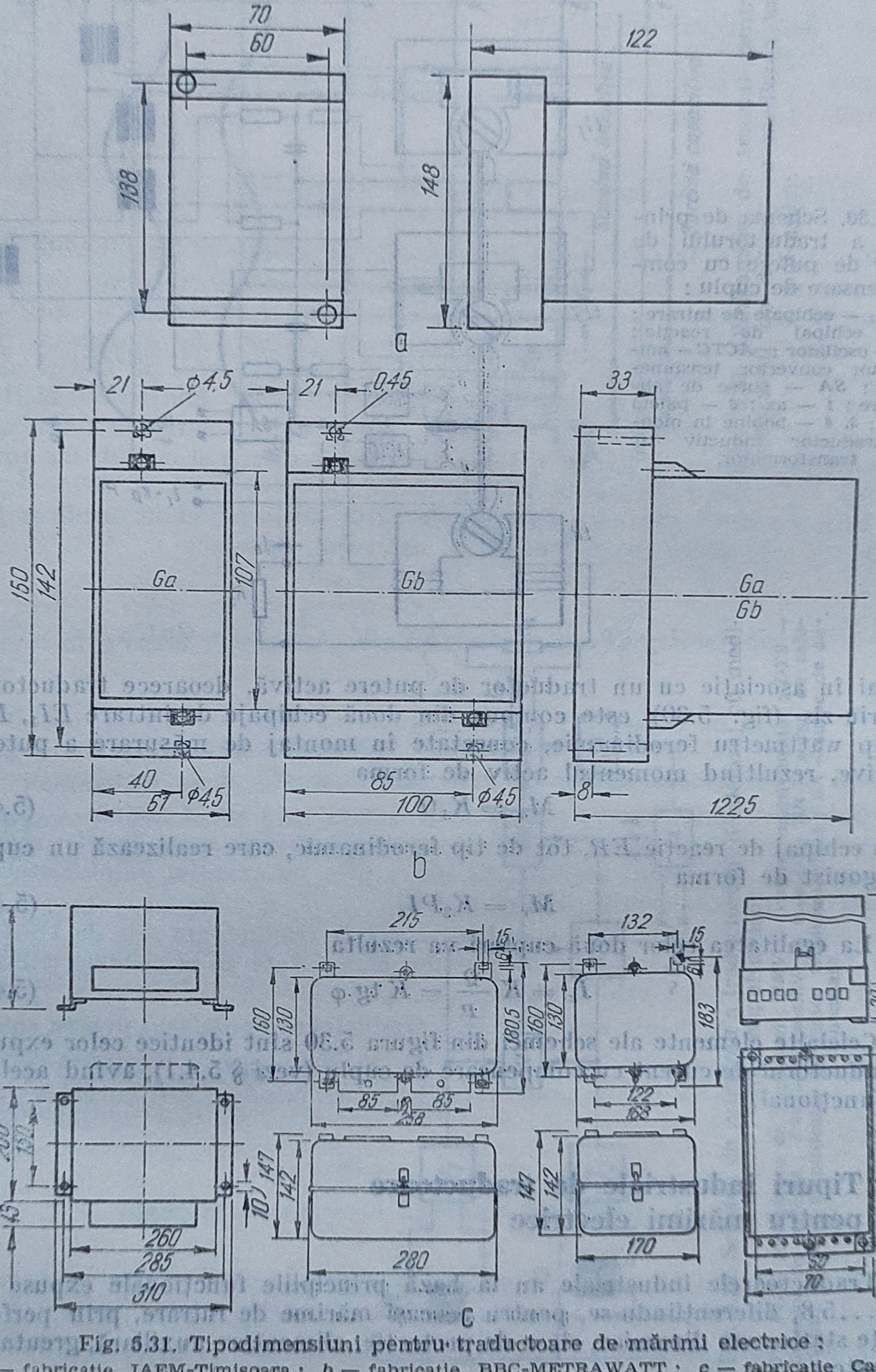


Fig. 5.31. Tipodimensiuni pentru traductoare de mărimi electrice:
a — fabricație IAEM-Timișoara; *b* — fabricație BBC-METRAWATT; *c* — fabricație Camille-Bauer.

Pentru a avea o imagine de ansamblu, în tabelele 5.6...5.9 s-au prezentat, pe categorii de mărimi electrice, cele mai reprezentative tipuri de traductoare industriale din producția autohtonă și pe plan mondial (de menționat că în țară sînt realizări de unicate sau serie mică la institute de cercetări și proiectări — de exemplu ICEMENERG — care sînt în exploatare industrială ; în tabelele 5.6...5.9 s-a pus accentul pe tipurile fabricate de întreprinderi sau firme care asigură o producție curentă de serie).

Primele realizări industriale s-au bazat pe compensarea cuplului (principii funcționale similare aparatelor indicatoare de mărimi electrice) ; existența pieselor în mișcare, măsurile speciale de protecție împotriva cîmpurilor externe, a prafului, influenței vibrațiilor externe au contribuit la creșterea gabaritului (de remarcat greutatea raportată la dimensiuni) și implicit a prețului.

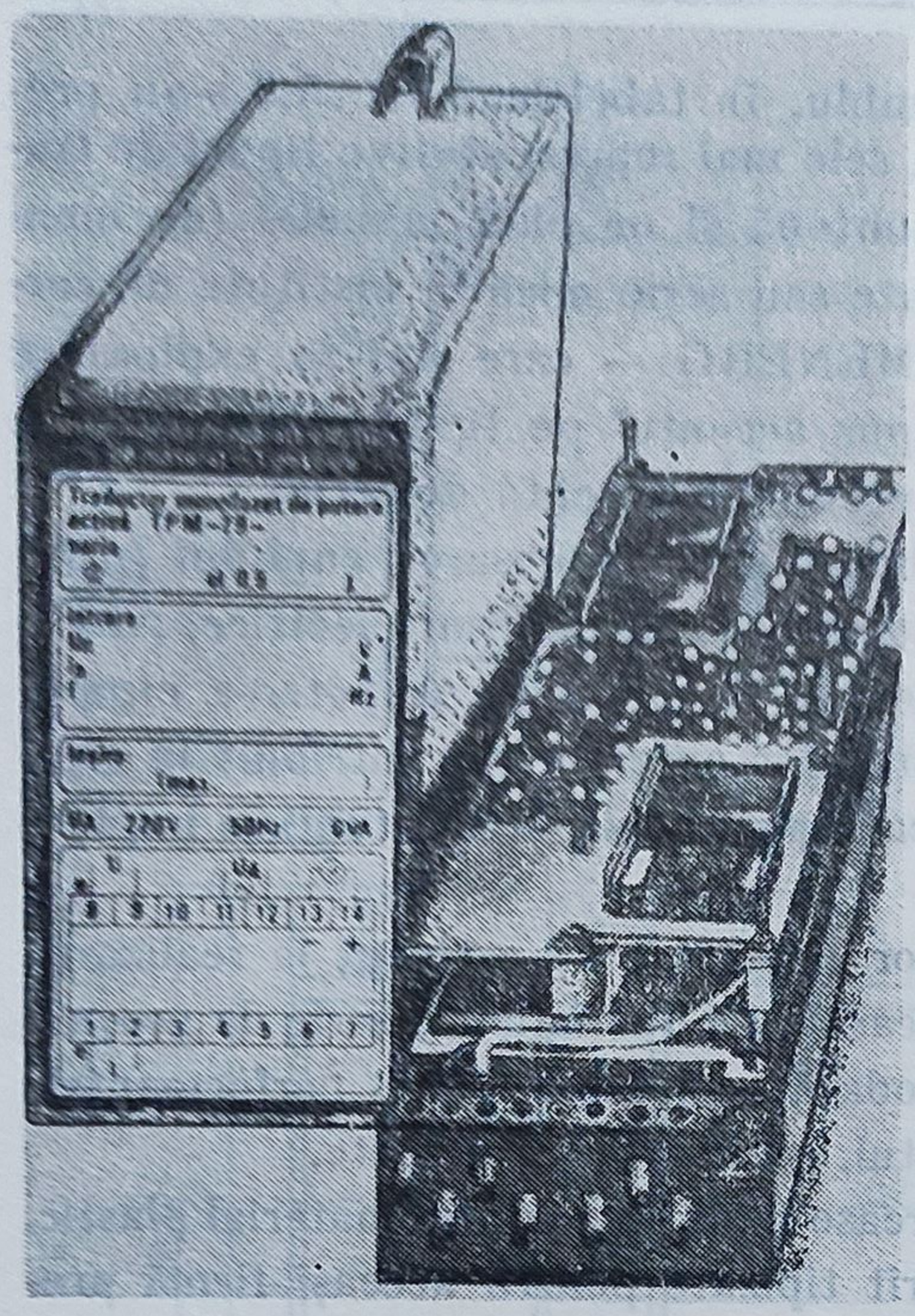
Ulterior, prin dezvoltarea circuitelor electronice, s-a trecut la realizarea traductoarelor statice (fără piese în mișcare) ; s-au eliminat o serie de neajunsuri ale celor cu piese în mișcare și totodată s-au îmbunătățit performanțele staționare și dinamice, a scăzut gabaritul, greutatea, prețul etc.

Traductoarele sînt asamblate în carcase metalice sau din material plastic, de regulă avînd dimensiunile de gabarit tipizate pentru aceeași firmă producătoare. Pentru fixarea pe panouri sau în dulapuri sînt prevăzute în carcagăuri de prindere, iar pentru realizarea conexiunilor electrice, cleme cu șurub. În figura 5.31 sînt date tipodimensiunile pentru o parte din traductoarele prezentate în tabelele 5.6...5.9, (planșe), iar în figura 5.32 — aspectul lor industrial.

Utilizarea traductoarelor de mărimi electrice este în principal legată de producerea, transportul și consumul energiei electrice. Sînt folosite pentru reglare (frecvență, tensiune), indicare și supraveghere (locală sau la distanță).

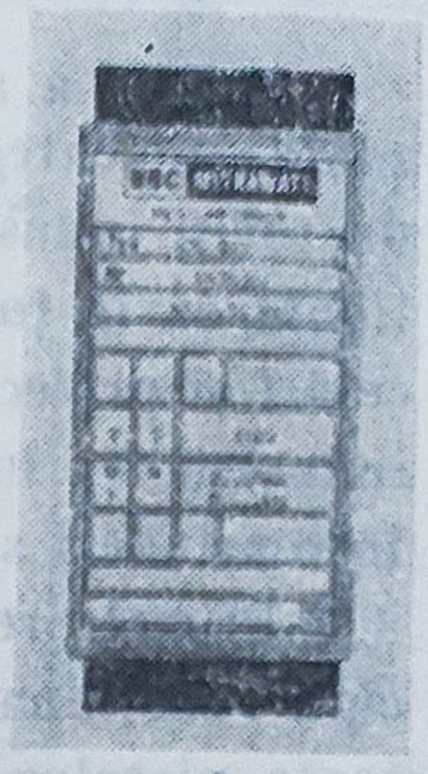
Montarea acestora se face în dulapuri sau pe panouri (pentru sistemele de telemăsurări sînt variante realizate sub formă modulară — de exemplu seria SIRAX de producție Camille Bauer — care se asamblează în dulapuri prevăzute cu sertare), în locuri ferite de umiditate, vibrații puternice, temperaturi cu mari fluctuații (pentru realizările cu compensare de cuplu, poziția de fixare se respectă conform specificațiilor producătorului, în medii lipsite de impurități și cu vibrații neglijabile).

La punerea în funcțiune se va avea în vedere încadrarea mărimilor de intrare în limitele prevăzute pentru fiecare variantă constructivă. Pentru traductoarele cu ieșire în semnal de curent se va avea grijă ca circuitul de ieșire să fie închis pe rezistența de sarcină înainte de alimentarea traductorului, iar pentru cele cu ieșire în tensiune se va evita scurtcircuitarea pe ieșire [7], [8], [10], [11].



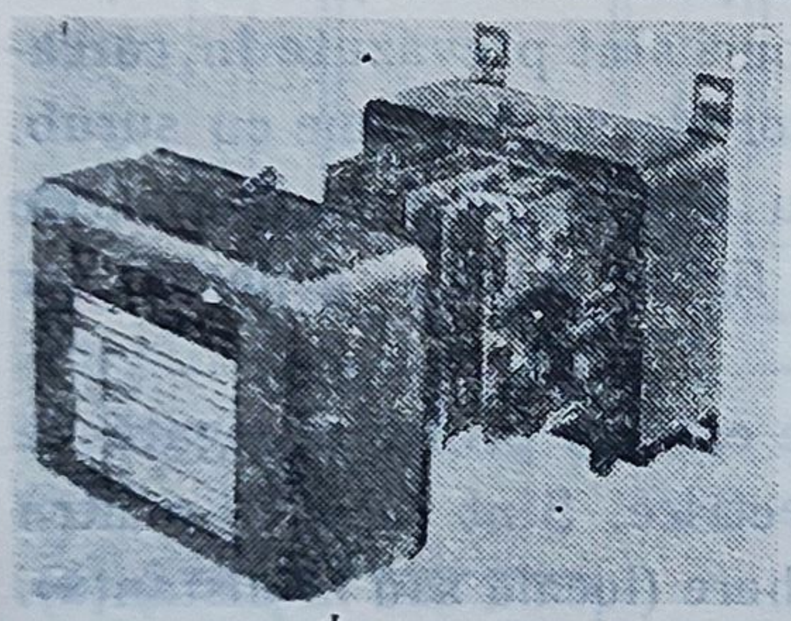
a

b

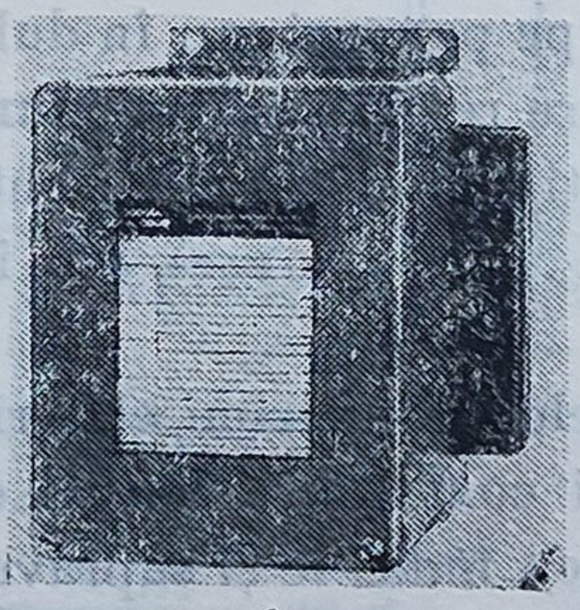


c

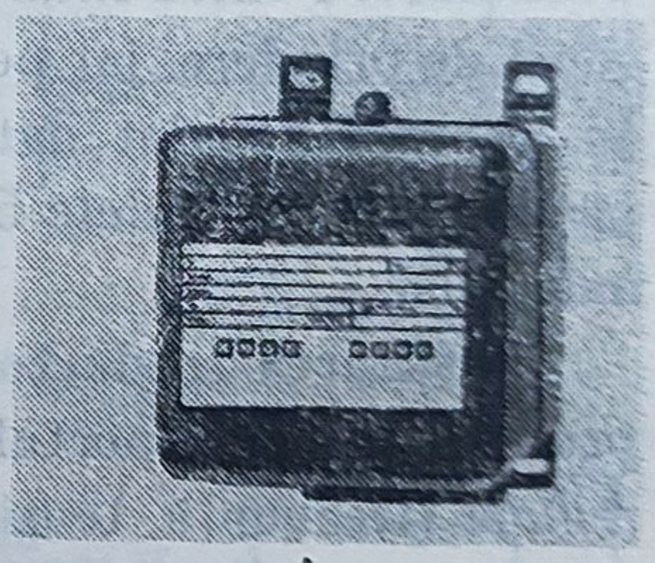
Fig. 5.32. Traductoare de mărimi electrice :
a — fabricaţie IAEM-Timişoara ; *b*, *c* — fabricaţie BBC-METRAWATT : *d* . . . *k* — fabricaţie Camille-Bauer.



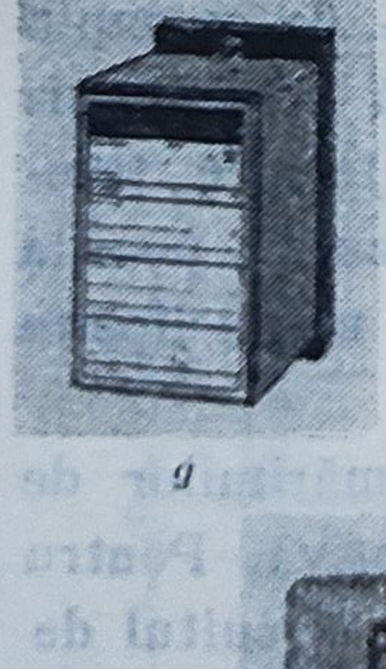
d



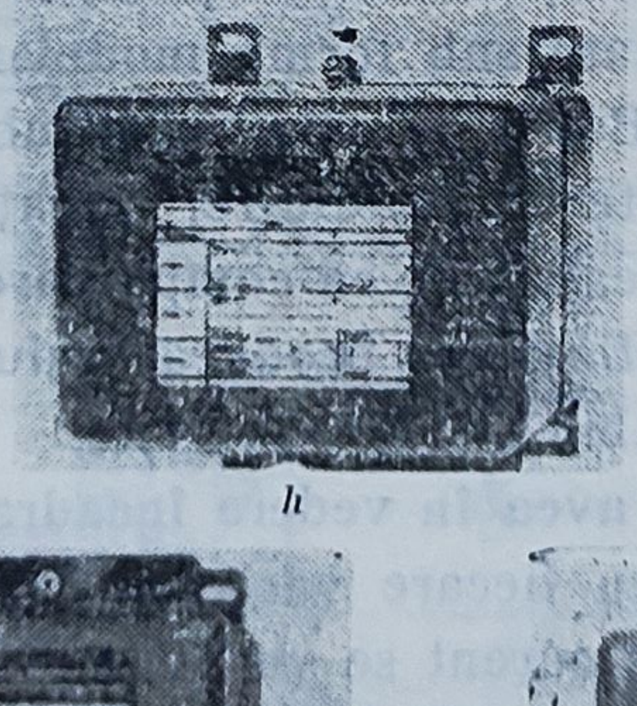
e



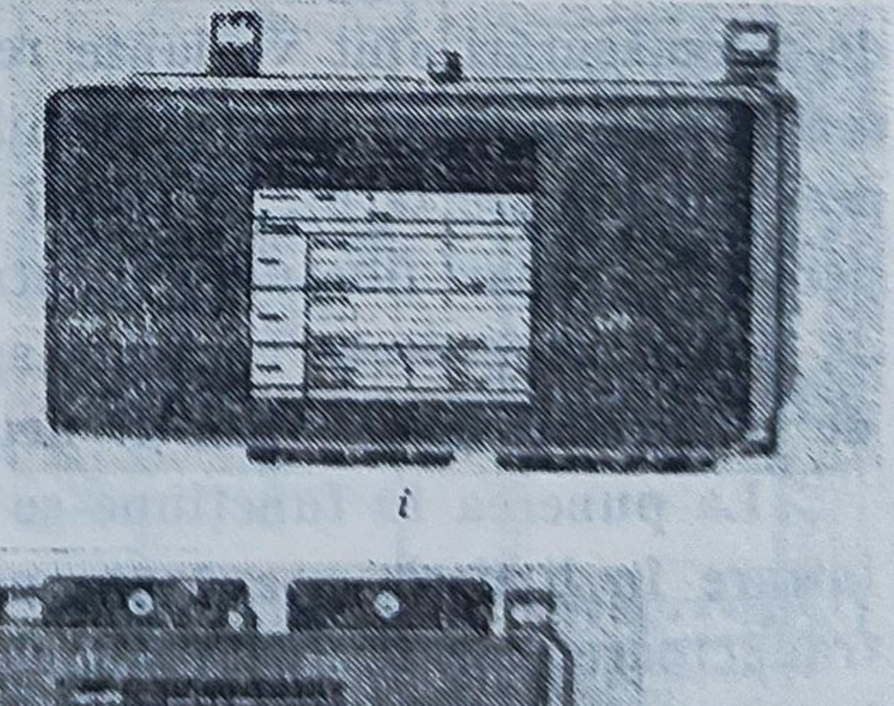
f



g

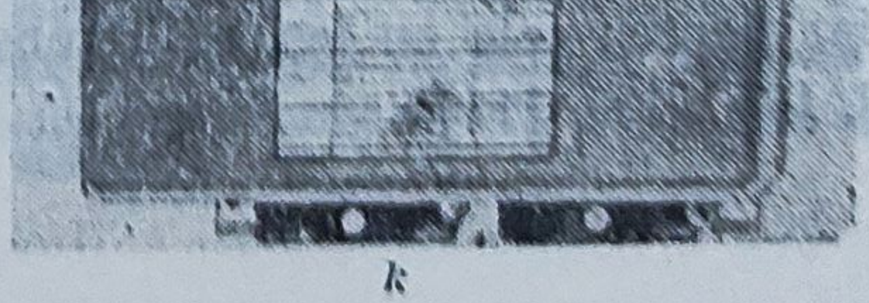


h



i

j



k

5.10. Criterii de alegere a traductoarelor de mărimi electrice ; tendințe de dezvoltare

În rezumat, se poate aprecia că mărimile electrice au avantajul că po fi convertite direct în semnal unificat, fără a necesita elemente sensibile spe cifice, ci doar elemente primare de conversie (adaptare).

Toate traductoarele de mărimi electrice au circuitul de intrare separat galvanic de cel de ieşire, şi ambele faţă de circuitul de alimentare cu energie auxiliară.

Avînd în vedere că domeniile uzuale ale mărimilor de intrare sînt acoperite de majoritatea tipurilor industriale, criteriile de alegere ale traductoarelor se rezumă la analiza comparativă a performanţelor : precizie, liniaritate, timp de răspuns, consum propriu, consum pe circuitele de intrare, domeniul temperaturilor de lucru, greutate, preţ etc.

Este evident, din cele expuse în § 5.9, că variantele realizate cu elemente statice sînt preferate celor cu elemente în mişcare (cu compensare de cuplu).

Întrucît principiile funcţionale expuse în § 5.4...5.8 au condus la variante industriale simple, cu performanţe satisfăcătoare, pe viitor nu se întrevăd evoluţii spectaculoase cu referire la noi principii de funcţionare.

Este clar însă că, dat fiind performanţele traductoarelor cu elemente statice, acestea vor fi permanent îmbunătăţite în următoarele direcţii :

— realizarea de variante multifuncţionale, prin adoptarea unor structuri modulare cu grad ridicat de versatilitate ;

— evitarea, pe cît posibil, a alimentării auxiliare cu energie, aceasta făcîndu-se direct din semnalele de intrare ;

— creşterea performanţelor (în special a preciziei şi liniarităţii) prin utilizarea de componente şi structuri integrate specializate ;

— trecerea la structuri de traductoare în conexiunea cu 2 fire.

Bibliografie

1. *Manolescu P., Ionescu-Golovanov C.* **Măsurări electrice şi electronice**, Ed. Did. şi Ped., 1980.
2. *Millea A.* **Măsurări electrice — principii şi metode**, Ed. Tehnică, 1980.
3. *Pop E., Sloica V., Crişan S.* **Măsurări în energetică**, Ed. Facla, 1981.
4. *Ionescu G., Droaşcă B., Hohan I. Sgârciu-Dogeanu V.* **Traductoare, principii şi metode de proiectare**, Tip. IPB, 1980.
5. *Tomola M., Sugijama T., Yamaguchi K.* **An Electronic Multiplier for Accurate Power Measurements**, IEEE Trans., vol. IM — 17, nr. 4, 1968.
6. *Weber F.* **D-4155 Präzision Wattmeter, ein systemfähiger Leistungsmesser mit hoher Genauigkeit**, Norma Techn. Inform. vol. 15, nr. 28, 1978.
7. *ICEMENERG Bucureşti*, **Catalog de produse**, 1975.
8. *IAEM Timişoara*, **Catalog de produse**, 1980.
9. *UEPC Craiova*, **Catalog de transformatoare**, 1970.
10. *IIS Electrotehnica Bucureşti*, **Catalog de produse**, 1980.
11. **Documentaţii tehnice de la firmele Camille Bauer, BBC-METRAWATT BBC-GOERZ, NORMA, SIEMENS.**
12. **Colecţiile revistelor Energetica, Metrologia aplicată, Controlul calităţii produselor şi metrologie.**

Capitolul 6

Traductoare de radiații

Prin radiație se înțelege o emisie de particule sau de unde (electromagnetice, sonore, etc.) care se propagă radial. Există o mare varietate de radiații, dintre acestea, radiațiile luminoase și nucleare găsindu-și aplicațiile cele mai frecvente în construcția de traductoare.

Principiile funcționale ale traductoarelor de radiații se bazează pe anumite fenomene determinate de interacțiunea radiației cu substanța și susceptibile de a fi utilizate în scopuri de măsurare (de exemplu, fenomene de ionizare). Structura generală a unui traductor de radiații este reprezentată în figura 6.1.

Elementul modulator, prin particularitățile sale constructive, diversificate în scopul de a asigura cuplarea unei game largi de mărimi de măsurat cu fasciculele de radiații, permite adaptarea structurii de mai sus la realizarea unor tipuri diferite de traductoare : pentru deplasări, viteze, grosimi, nivele, etc. În consecință, în acest capitol se vor trata numai elementele comune, cum sînt : sursele, detectoarele de radiații și adaptoarele, cele specifice fiind cuprinse în capitolele următoare la acele mărimi cărora le sînt caracteristice asemenea tipuri de traductoare.

Datorită deosebirilor funcțional-constructive referitoare la elementele componente, se vor trata separat traductoarele de radiații luminoase în prima parte a capitolului și cele de radiații nucleare în partea a doua.

6.1. Radiații luminoase. Noțiuni fundamentale

Energia luminoasă este o formă radiantă de energie electromagnetică. Aceste radiații sînt emise de regulă de corpuri incandescente sau de fenomene de luminescență și au lungimi de undă cuprinse între 0,01 μm și 100 μm

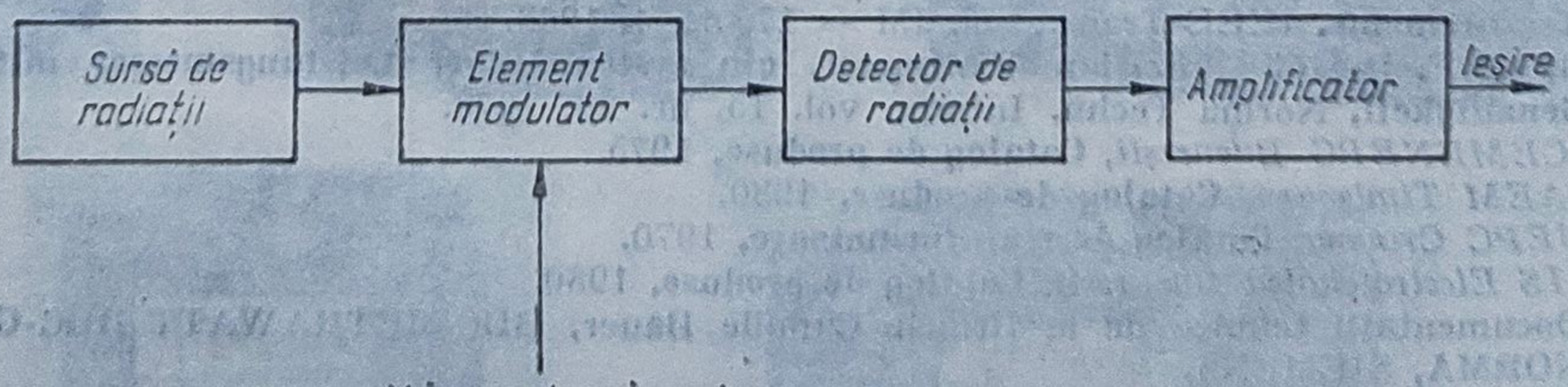


Fig. 6.1. Structura generală a unui traductor de radiații.

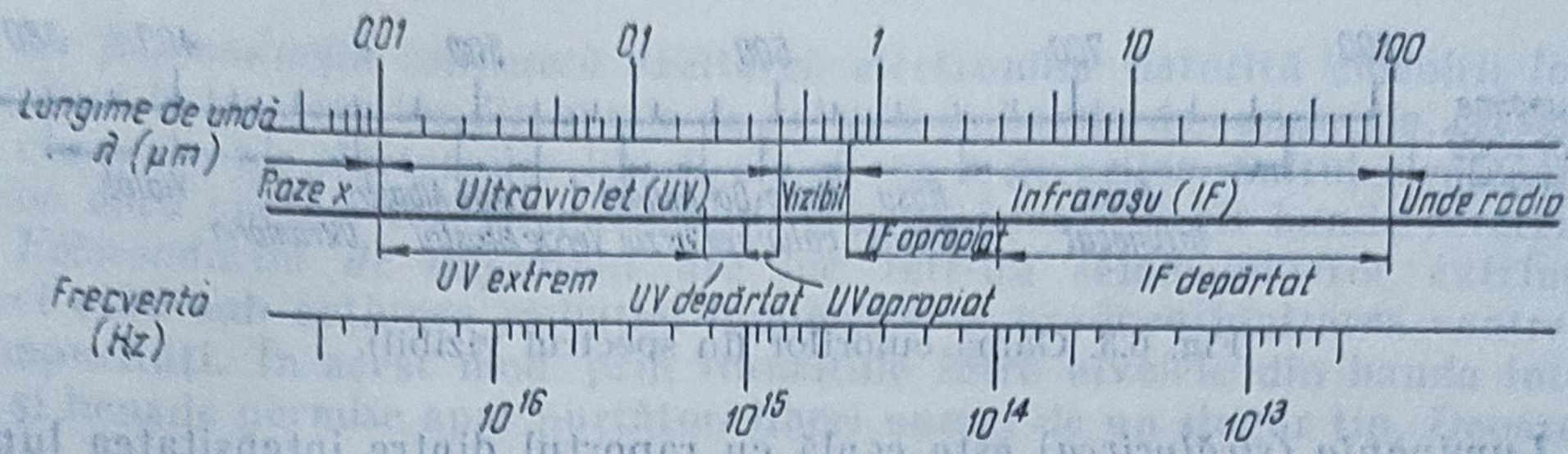


Fig. 6.2. Localizarea radiațiilor luminoase în gama undelor electromagnetice.

(fig. 6.2). În cele ce urmează prin radiație luminoasă se va înțelege radiația electromagnetică în gama 0,4 μm—0,76 μm (spectrul vizibil), prin radiație infraroșie, cea cuprinsă în gama 0,76 μm—100 μm, iar prin radiație ultravioletă, cea cuprinsă în banda 0,01 μm—0,4 μm. Radiația luminoasă este emisă sau absorbită prin cuante corespunzătoare unor particule numite *fotoni*. Ele au energia proporțională cu frecvența și nu pot exista în stare de repaus.

6.1.1. Mărimi specifice

Se numește *flux luminos* (energetic) Φ energia luminoasă pe care o emite o sursă în unitatea de timp.

Intensitatea luminoasă a unei surse punctuale, într-o direcție dată, este raportul dintre fluxul luminos $d\Phi$ emis de sursa punctuală într-un unghi solid infinit mic, care conține acea direcție și valoarea unghiului solid $d\Omega$:

$$I_l = \frac{d\Phi}{d\Omega} \tag{6.1}$$

Iluminarea este densitatea de flux luminos printr-o suprafață și se exprimă ca fluxul luminos raportat la unitatea de arie (presupunînd suprafața iluminată uniform):

$$E_v = \frac{d\Phi}{dA}. \tag{6.2}$$

Pentru surse punctuale iluminarea se exprimă prin relația (6.3), dedusă din (6.1) și (6.2):

$$E_v = \frac{I_l \cos\theta}{r^2} \tag{6.3}$$

unde r este distanța de la sursă la elementul de arie dA, I_l este intensitatea luminoasă a sursei, iar θ este unghiul dintre direcția razei de propagare și normala la elementul de suprafață. Se observă că iluminarea variază proporțional cu cosinusul unghiului de înclinare (valoarea maximă, $E_{v\,max} = I_l/r^2$, obținîndu-se dacă elementul de arie este așezat normal pe raza de propagare) și invers proporțional cu pătratul distanței.

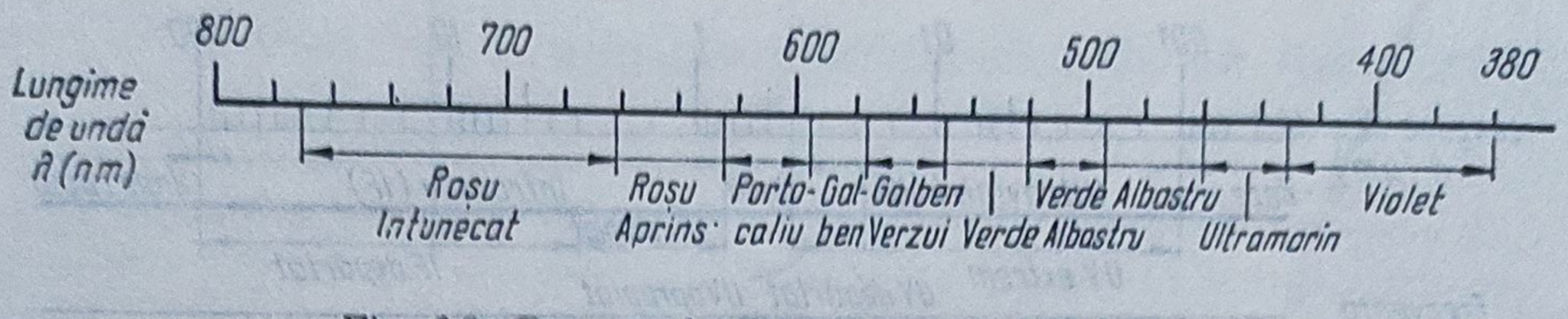


Fig. 6.3. Gama culorilor (în spectrul vizibil).

Luminanţa (strălucirea) este egală cu raportul dintre intensitatea luminoasă pe un element de suprafaţă într-o direcţie dată şi proiecţia ariei sale pe planul normal direcţiei de observare :

$$L = \frac{\mathrm{d}I_l}{\mathrm{d}A \cos \varphi} \tag{6.4}$$

Culoarea este o caracteristică a luminii asociată cu lungimea de undă (fig. 6.3).

Lumina monocromatică este o lumină avînd spectrul de lungimi de undă foarte îngust.

Factorul de transmisie al unui mediu este raportul dintre fluxul luminos obţinut după trecerea luminii prin mediul respectiv şi fluxul incident (de la intrarea în mediu).

Unităţi de măsură. Unitatea de măsură pentru intensitatea luminoasă este *candela* (cd), una din cele şapte unităţi fundamentale ale Sistemului Internaţional de Unităţi.

Unitatea de măsură pentru fluxul luminos este *lumenul* (lm). Un lumen este fluxul luminos emis în interiorul unui unghi solid de un steradian de către o sursă punctuală avînd o intensitate luminoasă de o candelă.

Unitatea de măsură pentru iluminare este *luxul* (lx). Un lux este o iluminare produsă de un flux de lumen pe o suprafaţă de un metru pătrat.

Unitatea de măsură pentru luminanţă este *candela pe metru pătrat* (cd/m^2).

6.1.2. Fenomene fotoelectrice

Transformarea radiaţiei luminoase în semnal electric se bazează pe unul din următoarele fenomene : fenomenul de fotoconducţie, efectul fotovoltaic şi fenomenul fotoemisiv.

Fenomenul de fotoconducţie constă în modificarea conductivităţii electrice a unui semiconductor sub acţiunea radiaţiei electromagnetice (luminii). Ca urmare a absorbţiei radiaţiei electromagnetice au loc tranziţii electronice care duc la modificarea conductivităţii electrice. Există mai multe tipuri de fotoconducţie :

a) fotoconducţia intrinsecă ;
b) fotoconducţia de impurităţi ;
c) fotoconducţia purtătorilor liberi.

La *fotoconducția intrinsecă* excitarea electronilor datorită ciocnirii fotonilor duce la trecerea lor din banda de valență în banda de conducție, crescînd atît concentrația electronilor liberi, cît și cea a golurilor. Saltul electronilor are loc dacă energia fotonilor incidenți este mai mare decît banda interzisă.

Fotoconducția de impurități are loc într-un semiconductor extrinsec atunci cînd sub acțiunea radiației luminoase se produce ionizarea centrelor de impurități. În acest mod, prin tranzițiile între nivelele din banda interzisă și benzile permise apar purtători liberi numai de un singur tip. Deoarece nivelul de energie cerut pentru aceste tranziții este mai mic decît cel cerut pentru tranziția bandă de valență-bandă de conducție, fenomenul de fotoconducție de impurități are loc pentru fotoni cu energie mai mică, deci pentru radiație cu lungime de undă mai mare decît în cazul fotoconducției intrinseci.

Fotoconducția purtătorilor liberi se manifestă prin mărirea conductivității electrice datorită creșterii mobilității purtătorilor de sarcină cauzate de absorbția radiației luminoase.

Efectul fotovoltaic este un fenomen fotoelectric în care energia luminoasă este convertită direct în energie electrică avînd ca rezultat obținerea unei tensiuni electromotoare dependente de radiația luminoasă. Această tensiune ia naștere în semiconductorul expus radiației luminoase datorită generării unor cîmpuri electrice interne cauzate fie de doparea diferită în anumite zone ale semiconductorului (joncțiunea p-n), fie de structura variată, fie și de doparea diferită și de structura variată. Atunci cînd radiația luminoasă pătrunde în regiunea cîmpului electric intern, fotonii incidenți generează purtători de sarcină de neechilibru (electroni și goluri) care, antrenați de cîmpul electric existent, formează un curent electric.

Fenomenul fotoemisiv se manifestă într-un tub electronic special (numit tub cu fotocatod) prin emiterea de către un catod (alcătuit dintr-o peliculă de Cs) a electronilor, atunci cînd acesta este iluminat. Ca urmare a diferenței de potențial dintre anod și catod, electronii sînt antrenați spre anod și, dacă se conectează în serie cu sursa de tensiune o rezistență de sarcină, variațiile de tensiune de pe rezistența de sarcină vor corespunde variațiilor de lumină incidentă pe catod.

6.1.3. Surse de radiații luminoase

Fenomenele care stau la baza realizării surselor de radiații luminoase utilizate în măsurări sînt:

a) emisia de fotoni de către un corp incandescent;

b) electroluminiscența (emisia are loc în urma ciocnirilor purtătorilor de sarcină care se deplasează într-un cîmp electric).

Lămpile cu incandescență sînt larg folosite datorită simplității, energiei mari și prețului scăzut. În principiu, lampa cu incandescență este alcătuită dintr-un filament parcurs de curentul electric care produce încălzirea lui pînă la incandescență. Filamentul este introdus într-un balon de sticlă cu vid, cu gaze inerte sau cu halogen. Datorită temperaturii mari la care ajunge

(peste 2 000°K), filamentul este realizat dintr-un metal greu fuzibil (în majoritatea cazurilor se folosește wolframul și tungstenul). Lămpile cu incandescență pot fi alimentate în c.c. sau în c.a. Ele au următorii parametri principali: electrici (tensiunea de alimentare, puterea, curentul), fotometrici (fluxul luminos emis la tensiunea normală, eficacitatea luminoasă) și geometrici. Durata de funcționare medie este mai mare de 1 000 ore. De obicei, în măsurări se impun condiții de alimentare stabile (curent constant) pentru a nu se produce schimbări în intensitatea radiației (o modificare a curentului de alimentare cu 0,1% produce o schimbare în intensitatea radiației de 0,7%). Detalii privind lămpile cu incandescență sînt date în [9].

Alte surse de radiații luminoase, foarte mult utilizate, sînt *diodele electroluminescente* sau LED-urile (Light Emitting Diode) și *diodele cu emisie în infraroșu* sau IRED-urile (Infrared Emitting Diode). Emisia de radiații care, ca și la sursele cu incandescență, este spontană, incoerentă, se produce în urma recombinării cu efect radiativ a purtătorilor minoritari ce trec prin joncțiunea p-n polarizată direct (fig. 6.4).

Spre deosebire de sursele cu incandescență, radiația este monocromatică. Lungimea de undă a radiației emise depinde de materialul semiconductor ales și de doparea sa (de exemplu, cele cu GaAsP emit pe culoarea roșie, cele cu GaP emit pe culorile verde și galben, iar cele cu GaAs emit în infraroșu).

Avantajele acestor surse de radiații constau în următoarele: durată de funcționare lungă, rezistență la șocuri și vibrații, compatibilitate TTL, miniaturizare, timp de răspuns foarte bun. Intensitatea radiației depinde liniar de curentul prin diodă în domeniul de operare normal (fig. 6.5).

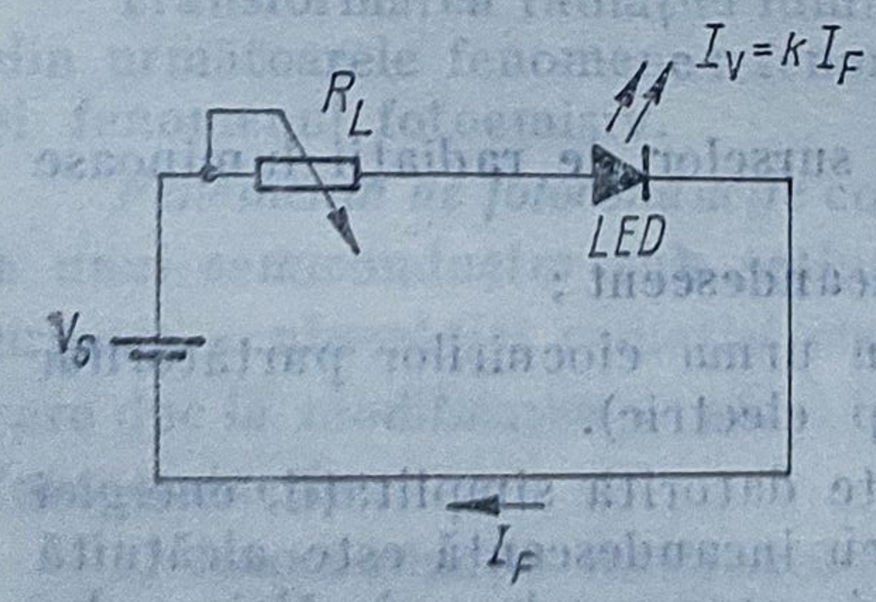


Fig. 6.4. Circuit tipic de alimentare pentru o diodă electroluminescentă.

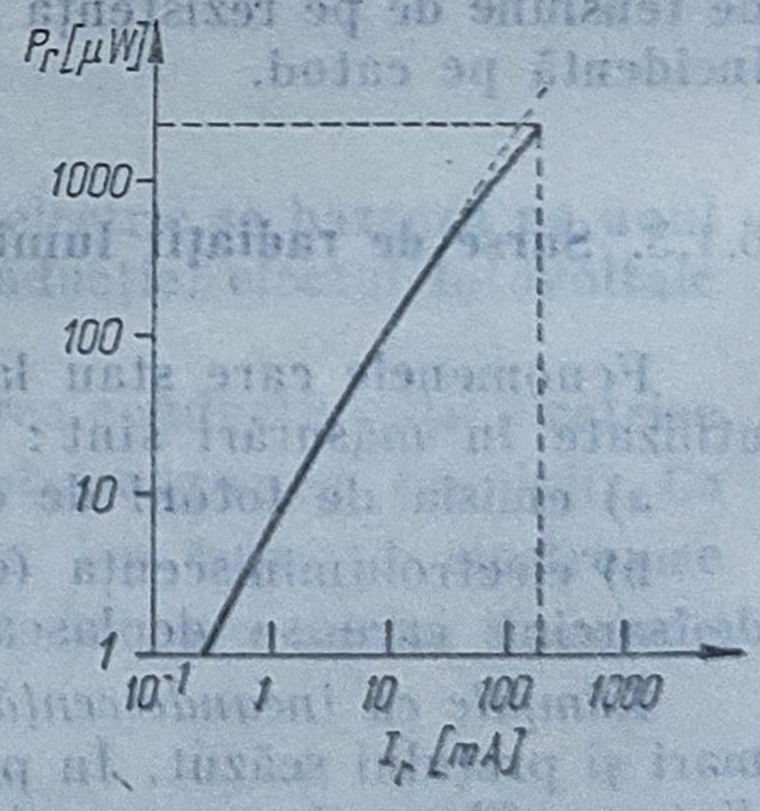


Fig. 6.5. Caracteristica putere de radiație-curent de alimentare pentru LED.

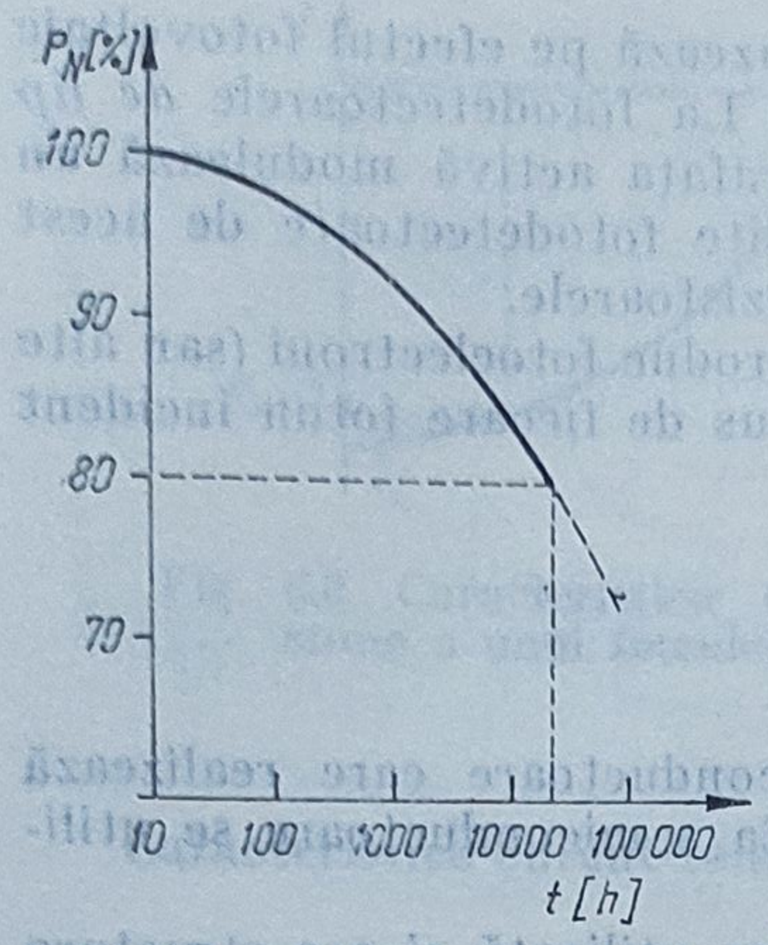


Fig. 6.6. Dependența de timp a puterii de radiație normată pentru LED.

Din figura 6.6 se observă că puterea radiantă emisă de LED scade cu durata de utilizare.

În sfîrșit, o sursă de radiații utilizată în măsurări de precizie este *laserul*. Acesta este un dispozitiv în care se produce amplificarea luminii prin stimularea emisiei de radiații. Stimularea se realizează prin aplicarea unei energii de excitație asupra ionilor, atomilor sau moleculelor unui mediu activ care, în anumite condiții, produce emisie de radiații luminoase. Detalii privitoare la construcția laserilor destinați aplicațiilor tehnice se pot găsi în [2], [3].

Radiațiile laser au proprietăți specifice, cum ar fi: coerență spațială și temporală, monocromaticitate, direcționalitate (unghi de divergență foarte mic, mai mic de un grad), intensitate foarte mare (ca o consecință a coerenței spațiale, a direcționalității și a monocromaticității). În aplicații interesează densitatea de putere a spotului luminos, care se poate determina prin relația

$$P = \frac{4E}{\pi f^2 \theta^2 \tau}, \tag{6.5}$$

unde E este energia fasciculului laser, f este distanța focală a lentilei, θ este divergența fasciculului, iar τ este durata impulsului laser.

Din punct de vedere al mediului activ, laserii se pot împărți în:

— laseri cu mediu activ solid (rubin, sticlă, granat);

— laseri cu mediu activ gazos (cu gaz ionic, cu gaz atomic, cu gaz molecular cu atomi neutri);

— laseri cu mediu activ lichid;

— laseri cu semiconductori.

În tehnicile de măsurare mai utilizați sînt cei cu He-Ne și cu rubin.

Pentru concentrarea fasciculelor de radiații, schimbarea direcției sau realizarea fasciculelor paralele se folosesc diverse piese și instrumente optice: lentile, oglinzi, prisme, diafragme, lupe, condensoare.

6.2. Elemente sensibile tipice pentru radiații luminoase

Elementele sensibile care convertesc radiația luminoasă în semnal electric se numesc *fotodetectoare*, elemente fotosensibile sau fotosenzori. După felul cum se obține semnalul electric, fotodetectoarele se împart în fotodetectoare de tip generator și fotodetectoare de tip parametric.

Fotodetectoarele *de tip generator* se caracterizează prin aceea că furnizează la ieșire un semnal electric de forma unei tensiuni, fără a fi necesară o

sursă de energie electrică suplimentară. Ele se bazează pe efectul fotovoltaic și se numesc *fotoelemente* sau *celule fotovoltaice*. La fotodetectoarele *de tip parametric*, radiația luminoasă incidentă pe suprafața activă modulează un parametru de circuit electric. Cele mai răspîndite fotodetectoare de acest tip sînt: fotorezistențele, fotodiodele și fototranzistoarele.

În porțiunea sensibilă a fotodetectorului se produc fotoelectroni (sau alte sarcini electrice). Numărul de fotoelectroni produs de fiecare foton incident se numește randament de conversie.

6.2.1. Celule fotovoltaice

Celulele fotovoltaice sînt dispozitive semiconductoare care realizează un randament ridicat al efectului fotovoltaic. Ca semiconductoare se utilizează siliciul, seleniul, germaniul.

Celula fotovoltaică din siliciu este cel mai des utilizată și are structura de bază prezentată în figura 6.7.

Adîncimea de formare a joncțiunii p-n nu depășește 3 μm, astfel încît stratul „p" să fie semitransparent pentru fotoni, în timp ce grosimea stratului de siliciu este de aproximativ 0,5 mm. Stratul de bioxid de siliciu este transparent și are rol antireflectorizant. Joncțiunea p-n acționează ca un cîmp electric permanent. Cînd lumina pătrunde în regiunea joncțiunii, fotonii incidenți generează un curent de purtători de sarcină, deci o t.e.m. la contactele metalice ale celulei. Acest curent este proporțional cu iluminarea atunci cînd celula este pusă în scurtcircuit. Fotocurentul (curentul electric datorat iluminării) este funcție de aria suprafeței fotosensibile, rezistența de sarcină și iluminare. Tensiunea la borne în circuit deschis variază logaritmic cu iluminarea. Valoarea ei este independentă de aria suprafeței fotosensibile și depinde de rezistența de sarcină. Tensiunea maximă în circuit deschis a unui fotoelement este de aproximativ 0,5 V. Pentru a crește t.e.m., fotoelementele se leagă în serie, iar pentru a crește curentul ele se leagă în paralel.

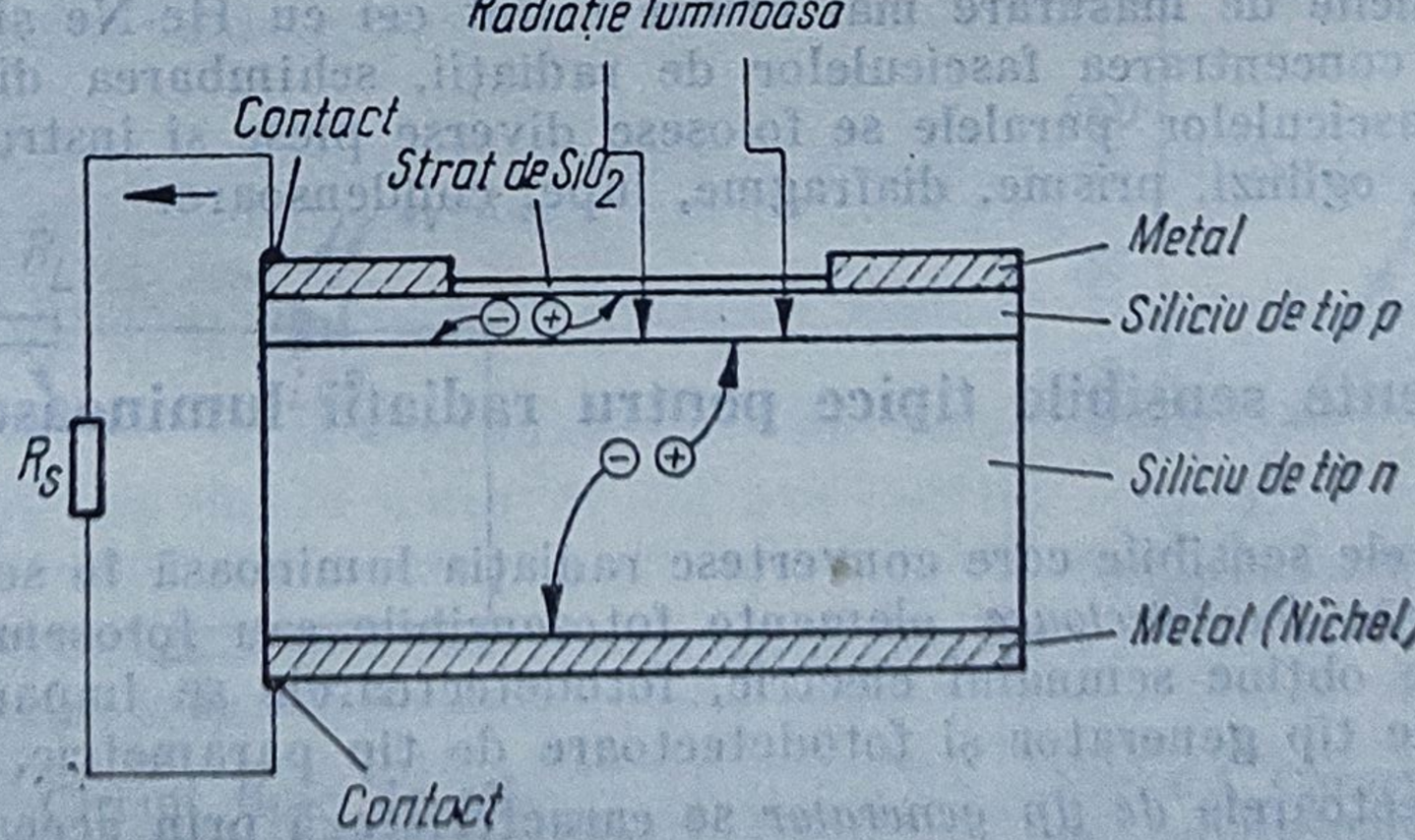


Fig. 6.7. Structura de bază a unei celule fotovoltaice cu siliciu.

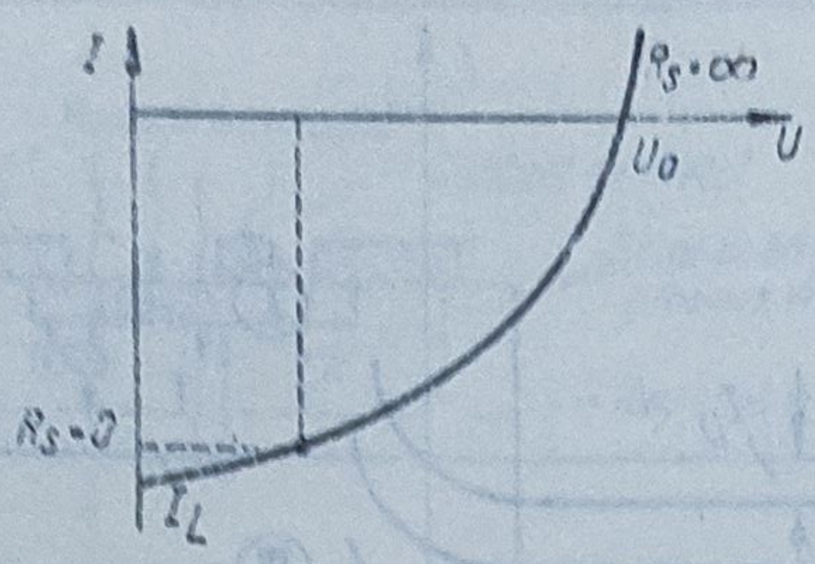


Fig. 6.8. Caracteristica curent-tensiune a unui fotoelement.

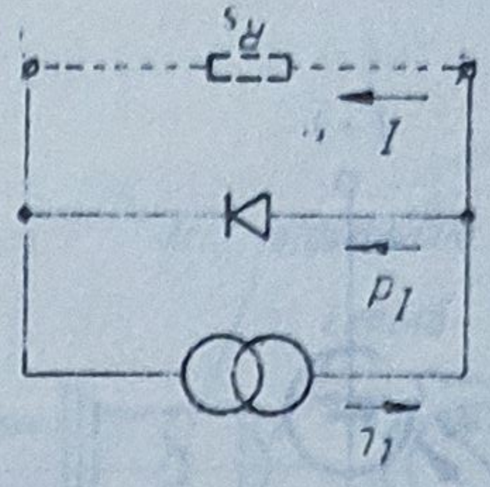


Fig. 6.9. Schema echivalentă a unei celule fotovoltaice.

Caracteristica curent-tensiune a celulei fotovoltaice (fig. 6.8) are expresia :

$$I = I_s(e^{-\frac{qU}{\beta kT}} - 1) - I_L \tag{6.6}$$

unde I este curentul prin fotoelement, I_s este curentul de saturație, I_L este fotocurentul, q este sarcina electronului, U este tensiunea la borne, β este un parametru adimensional care ia valori mai mari ca 1, de regulă egal cu 2, k este constanta lui Boltzmann, iar T este temperatura.

Această caracteristică corespunde porțiunii din cadranul IV a caracteristicii curent-tensiune a unei fotodiode (v. fig. 6.11), cînd joncțiunea p-n se comportă ca o sursă de curent, iar circuitul exterior — ca o sarcină. Celula fotovoltaică este echivalentă cu o sursă de curent în paralel cu o rezistență de sarcină (fig. 6.9).

În relația (6.6), punînd $I = 0$, se obține tensiunea de ieșire în gol, U_0 :

$$U_0 = \beta \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_L}{I_s} + 1\right) \tag{6.7}$$

Efectul temperaturii asupra curentului de scurtcircuit este redus, pe cînd tensiunea de ieșire în circuit deschis descrește liniar cu creșterea temperaturii, cu o pantă de aproximativ 2,5 mV/°C.

Constanta de timp depinde de rezistența de sarcină și este de ordinul zecilor de microsecunde. Lungimea de undă pentru sensibilitate spectrală maximă depinde de materialul fotoelementului, pentru Si fiind de aproximativ 800 nm.

Celulele fotovoltaice din Si sînt produse într-o varietate de configurații : cilindrice, paralelipipedice, matrici. Fotoelementele din Si sînt des utilizate drept convertoare de energie solară în energie electrică, avînd un randament de 11%÷20%.

Simbolul unei celule fotovoltaice este prezentat în figura 6.10.

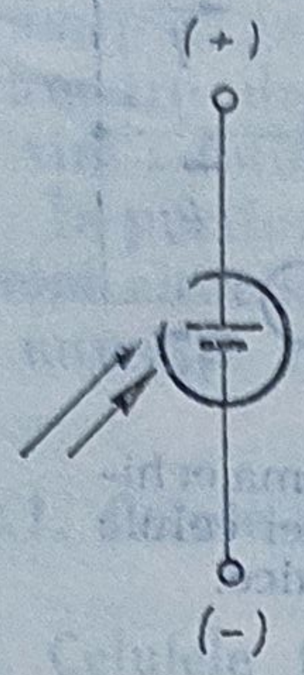


Fig. 6.10. Simbolul unei celule fotovoltaice.

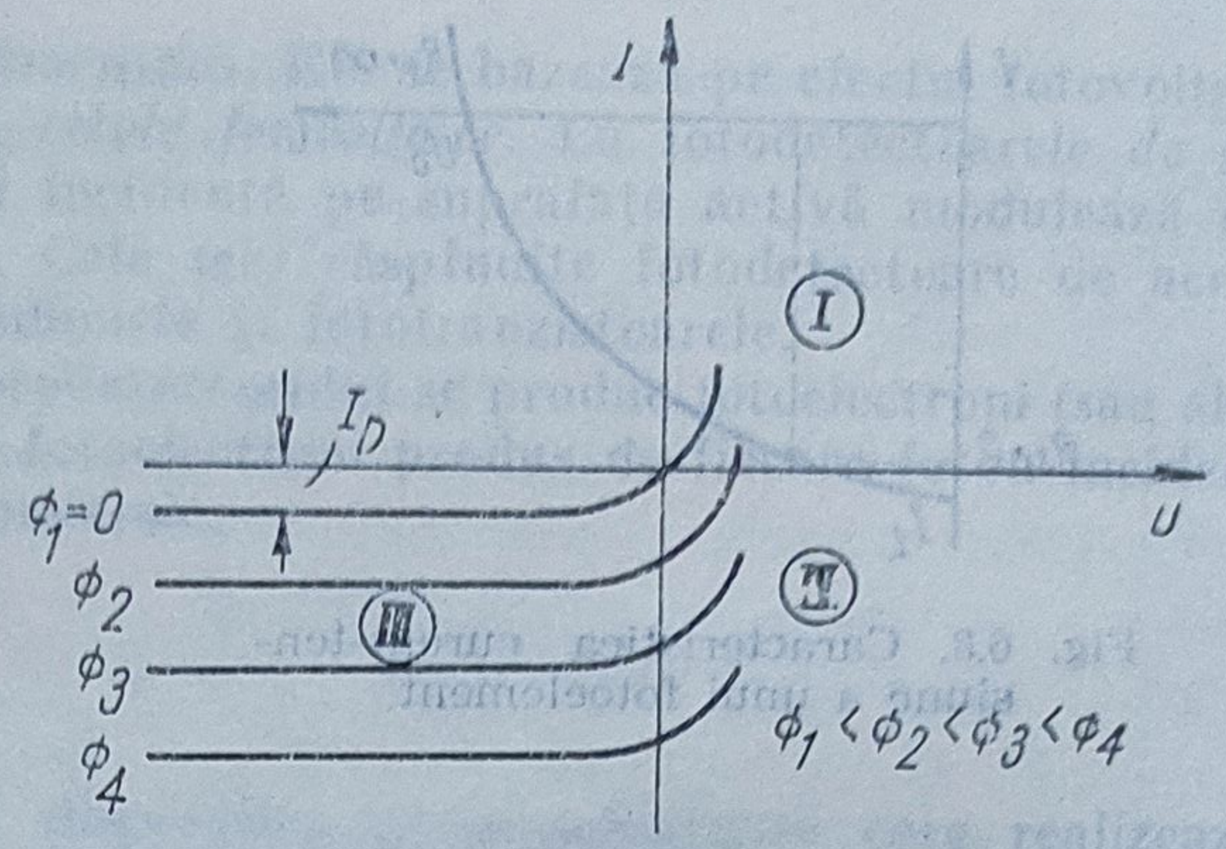


Fig. 6.11. Caracteristica curent-tensiune a unei fotojoncțiuni.

6.2.2. Fotodiode

Considerînd caracteristica curent-tensiune a unei joncțiuni p-n a unui semiconductor (fig. 6.11), fotodioda corespunde funcționării în cadranul III deci cu polarizare inversă). În această regiune fotocurentul variază liniar cu iluminarea (v. fig. 6.27).

Din această cauză fotodiodele sînt indicate pentru măsurări cantitative de iluminare.

În absența radiației luminoase ($\Phi = 0$) există un foarte mic curent invers, numit curent de întuneric (I_L). Dacă suprafața fotosensibilă a joncțiunii este iluminată, în joncțiune se generează perechi de purtători de sarcină (electron-gol) care duc la creșterea curentului invers.

În funcție de semiconductorul din care se realizează joncțiunea, fotodiodele pot fi din Ge, Si, In-Sb, In-As. Cele mai răspîndite fotodiode sînt cele din Si. În figura 6.12 este prezentată structura de bază a unei fotodiode planare din Si.

Stratul de siliciu p^+ este suficient de subțire pentru a permite radiației luminoase să ajungă la joncțiune. Structura este introdusă într-o carcasă metalică prevăzută cu o fereastră de sticlă plană sau cu o lentilă care să focalizeze lumina pe porțiunea fotosensibilă a joncțiunii (fig. 6.13).

Altă soluție constructivă este de a încapsula structura de bază în material plastic transparent în zona fotosensibilă. Joncțiunea poate fi iluminată normal sau paralel.

Structura planară prezintă un avantaj important, și anume curent de întuneric mic, ceea ce conduce la un raport semnal-zgomot mare, fotodiodele putînd fi utilizate și la intensități luminoase joase.

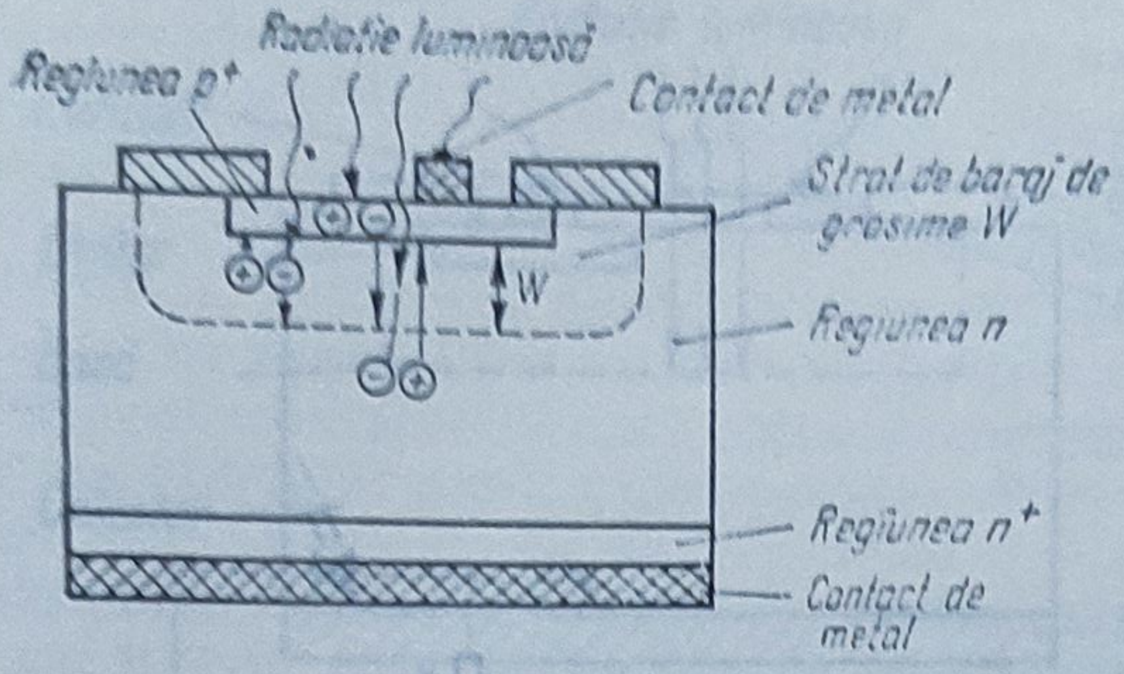


Fig. 6.12. Structura de bază a unei fotodiode planare cu Si.

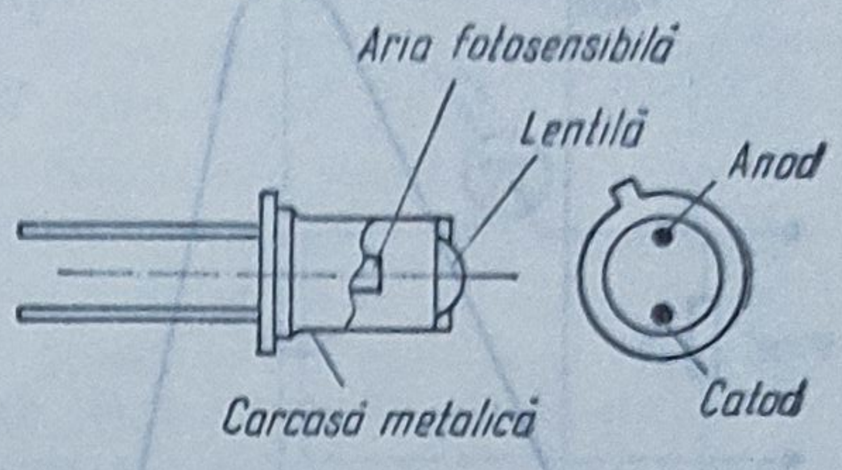


Fig. 6.13. Fotodiodă în carcasă metalică.

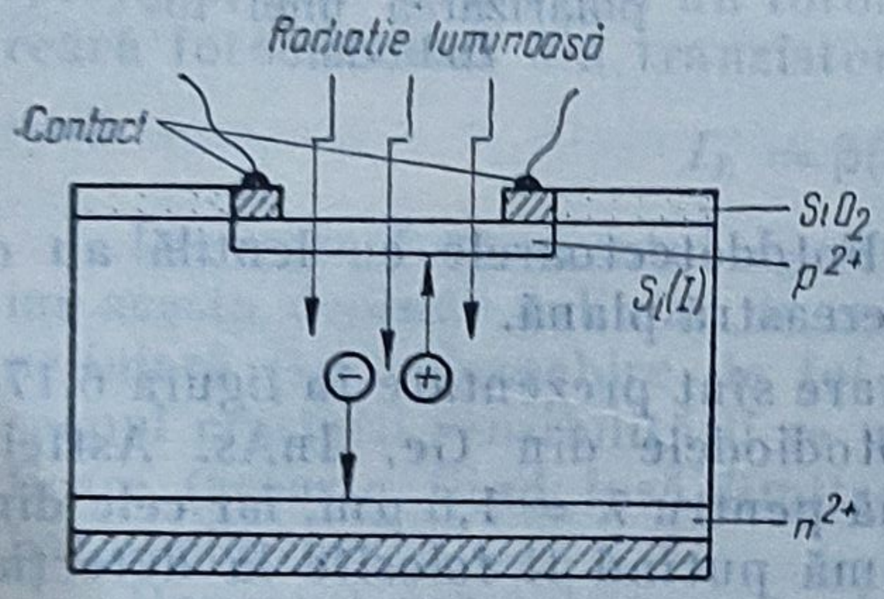


Fig. 6.14. Structura unei fotodiode PIN.

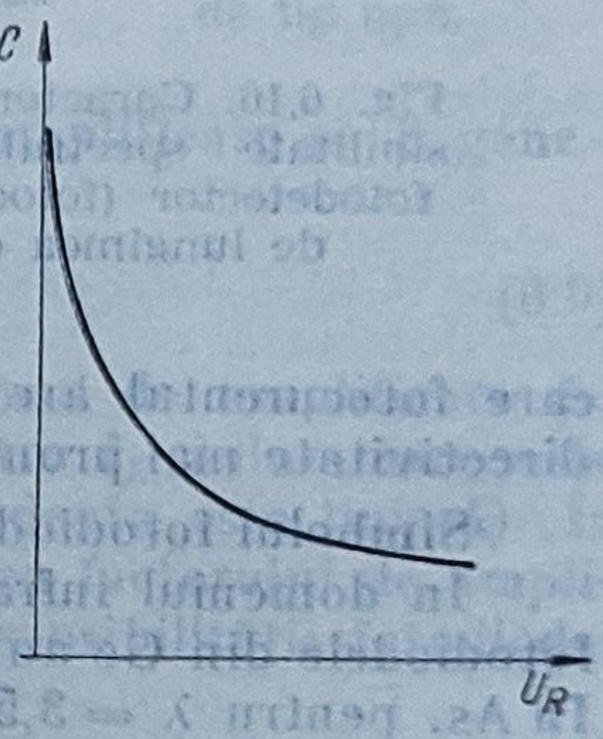


Fig. 6.15. Variația capacității joncțiunii în funcție de tensiunea inversă.

Fotodiodele cu regiunile „p“ și „n“ puternic dopate și cu stratul de baraj (w) mare, de tip intrinsec, se numesc *diode PIN* (fig. 6.14). Avantajele fotodiodelor PIN sînt următoarele : rapiditate, răspuns spectral larg, dinamică mare, zgomot foarte redus.

Un parametru important al fotodiodelor este capacitatea joncțiunii. Deoarece capacitatea este invers proporțională cu grosimea w a stratului de baraj, fotodiodele PIN vor avea o capacitate a joncțiunii mult mai mică decît celelalte fotodiode, fiind deci mai rapide. De asemenea, capacitatea este invers proporțională cu radicalul tensiunii inverse. De aceea se recomandă folosirea fotodiodelor la tensiuni inverse mari (fig. 6.15).

Caracteristica de sensibilitate spectrală a fotodiodei prezintă, ca și la celelalte fotodetectoare, un maxim (fig. 6.16). Fotodioda cu Si prezintă un maxim în jurul lungimii de undă de 800 nm.

Caracteristica de directivitate normată, la fel ca la orice fotodetector, reprezintă dependența dintre valoarea relativă a fotocurentului $I_L/I_{L\,max}$ și valoarea deplasării unghiulare față de axa optică a fotodetectorului (pentru

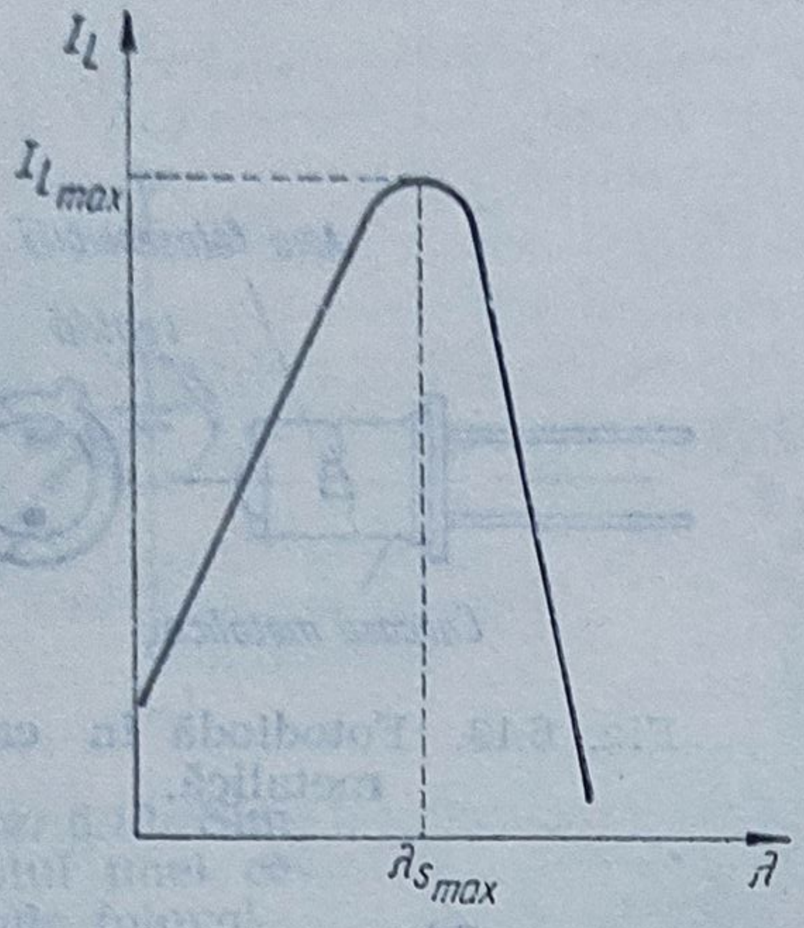


Fig. 6.16. Caracteristica de sensibilitate spectrală pentru un fotodetector (fotocurent funcție de lungimea de undă).

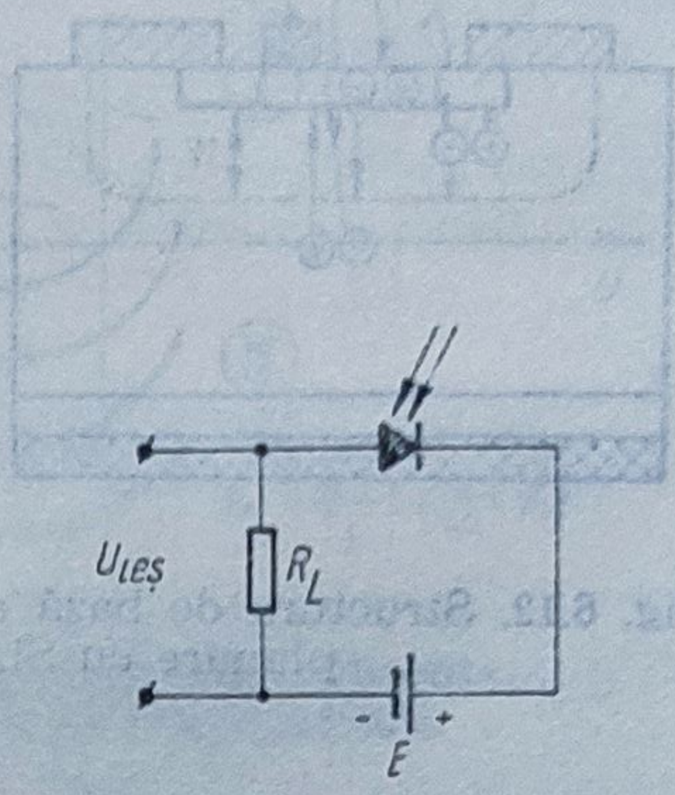


Fig. 6.17. Simbolul și polarizarea unei fotodiode.

care fotocurentul are valoarea maximă). Fotodetectoarele cu lentilă au o directivitate mai pronunțată decît cele cu fereastră plană.

Simbolul fotodiodei și modul de conectare sînt prezentate în figura 6.17.

În domeniul infraroșu se utilizează fotodiodele din Ge, InAs. Astfel, fotodiodele din Ge au sensibilitatea maximă pentru $\lambda = 1{,}6\ \mu m$, iar cele din In As, pentru $\lambda = 3{,}5\ \mu m$, acestea din urmă putînd fi folosite la detecția unor fluxuri foarte slabe.

6.2.3. Fototranzistoare

Fototranzistorul este asemănător cu tranzistorul obișnuit, fiind alcătuit dintr-o plăcuță semiconductoare din Ge sau Si în care există alternativ regiuni cu conducție de tip „n" și de tip „p" (pnp sau npn) și la care joncțiunea bază-colector reprezintă fotojoncțiunea. Fototranzistoarele sînt utilizate ca fotodetectoare în dispozitivele de comandă automată. Ca mod de operare ele sînt asemănătoare fotodiodelor, cu deosebirea că au sensibilitatea de 100—500 de ori mai mare, datorită amplificării în curent. Structura de bază a unui fototranzistor în tehnologia planară este prezentată în figura 6.18.

Datorită efectului de fototranzistor, fotocurentul este amplificat cu factorul de amplificare al tranzistorului. Considerînd baza liberă, în absența luminii prin fototranzistor (între emitor și colector) va circula curentul de întuneric

$$I_D = \beta I_{cbo} \tag{6.8}$$

unde I_{cbo} este fotocurentul generat de joncțiunea bază-colector la iluminarea $E_v = 0$, iar β este factorul de amplificare al tranzistorului. La iluminarea

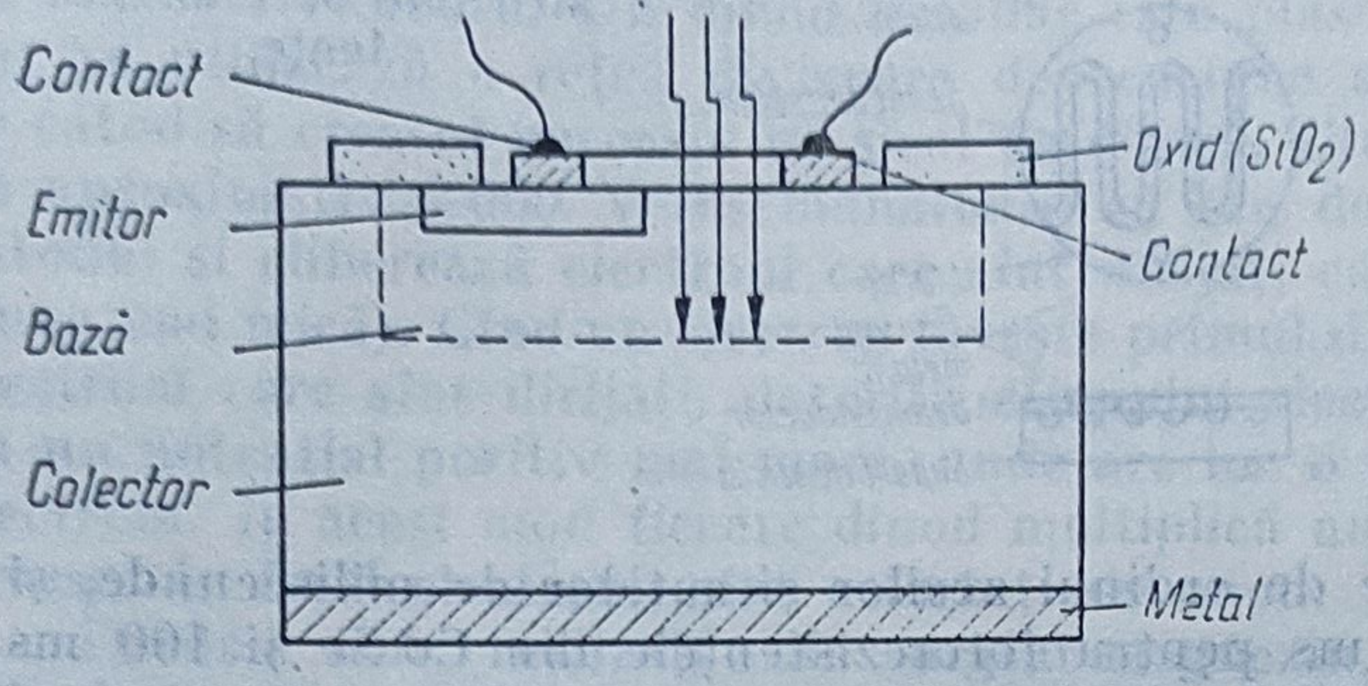


Fig. 6.18. Structura de bază a unui fototranzistor.

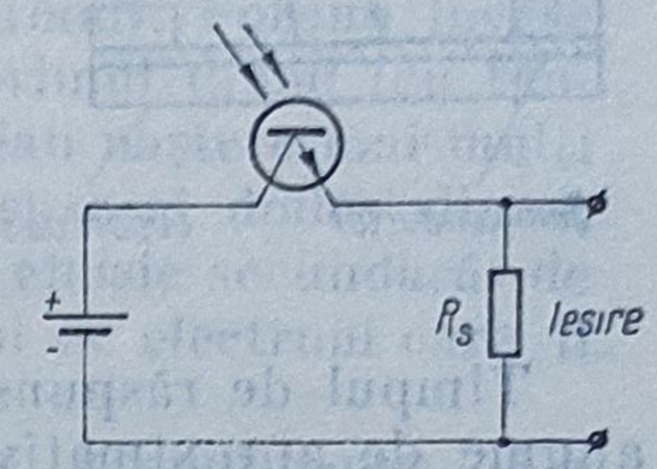


Fig. 6.19. Simbolul și modul de conectare pentru un fototranzistor de tip npn.

fotojoncțiunii ia naștere un fotocurent I'_L, care, prin amplificare cu β, generează fotocurentul din tranzistor I_L :

$$I_L = \beta(I_{cbo} + I'_L) \tag{6.9}$$

Deoarece fotocurentul I_L este funcție și de factorul de amplificare β, iar acesta depinde neliniar de curent, dependența dintre I_L și iluminare este neliniară (spre deosebire de fotodiodă la care dependența este liniară). În scopul creșterii sensibilității se urmărește atît creșterea factorului de amplificare (aceasta fiind însă limitată), cît și creșterea sensibilității fotodiodei bază-colector.

Raportul semnal-zgomot al fototranzistorului este același cu raportul semnal-zgomot al fotodiodei, deoarece curentul I_{cbo} este amplificat la fel ca și fotocurentul I'_L.

Simbolul și modul de conectare pentru un fototranzistor de tip npn sînt prezentate în figura 6.19.

6.2.4. Fotorezistențe

Fotorezistențele sînt componente electronice pasive care își modifică rezistența electrică în funcție de intensitatea radiației luminoase incidente pe suprafața fotosensibilă. Cele mai cunoscute fotorezistențe sînt cele realizate din sulfură de cadmiu și cele realizate din selenură de cadmiu. Fotorezistențele din Cd S au o sensibilitate spectrală maximă pentru lungimea de undă de 600 nm, iar fotorezistențele din Cd Se — pentru lungimea de undă de 720 nm. În domeniul radiațiilor infraroșii se utilizează fotorezistențe din Pb S, PbSe, InAs, InSb, etc. [2], care însă trebuie răcite.

Fotorezistențele se pot uiliza atît în c.c. cît și în c.a. Rezistența ohmică a fotorezistenței scade cu creșterea iluminării.

Coeficientul de modificare a rezistenței cu temperatura este scăzut și se micșorează cu creșterea iluminării.

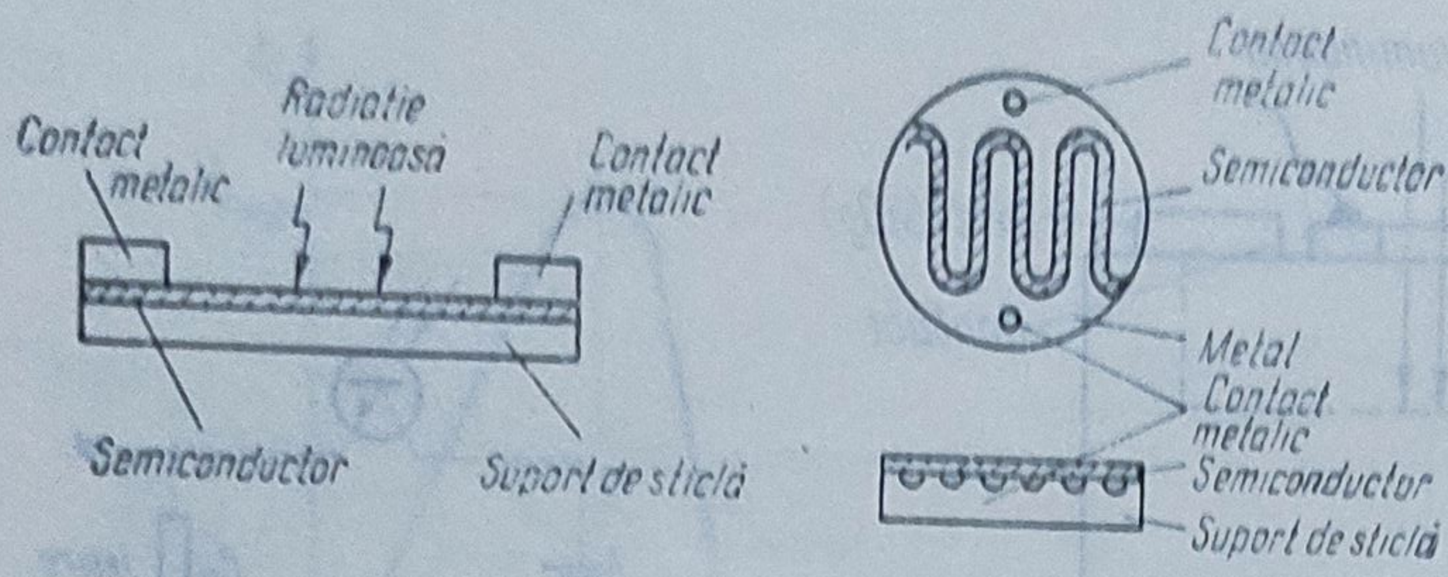


Fig. 6.20. Tipuri constructive de fotorezistențe.

Timpul de răspuns este de ordinul zecilor și sutelor de milisecunde, și anume de aproximativ 10 ms pentru fotorezistențele din Cd Se și 100 ms pentru cele din Cd S. De altfel, viteza mică de răspuns reprezintă un dezavantaj al fotorezistențelor.

Parametrii cei mai importanți ai fotorezistențelor sînt :

a) rezistența de întuneric R_D, definită ca rezistența electrică a fotorezistenței neiluminate ;

b) sensibilitatea specifică, definită ca raportul $\frac{I_L}{\Phi_U}$, unde I_L reprezintă curentul prin fotorezistență atunci cînd este alimentată la o tensiune U și este iluminată cu fluxul Φ.

Dintre caracteristicile cele mai semnificative se specifică următoarele :

a) Caracteristica curent-tensiune (v. fig. 6.37), care reprezintă dependența curentului prin fotorezistență de tensiunea la borne, luînd iluminarea E_v ca parametru ;

b) Dependența rezistenței de iluminare (v. fig. 6.39).

În figura 6.20 sînt prezentate două soluții constructive de fotorezistențe.

6.2.5. Tubul fotomultiplicator

Tubul fotomultiplicator este un tub fotoemisiv cu mai mulți electrozi (fig. 6.21).

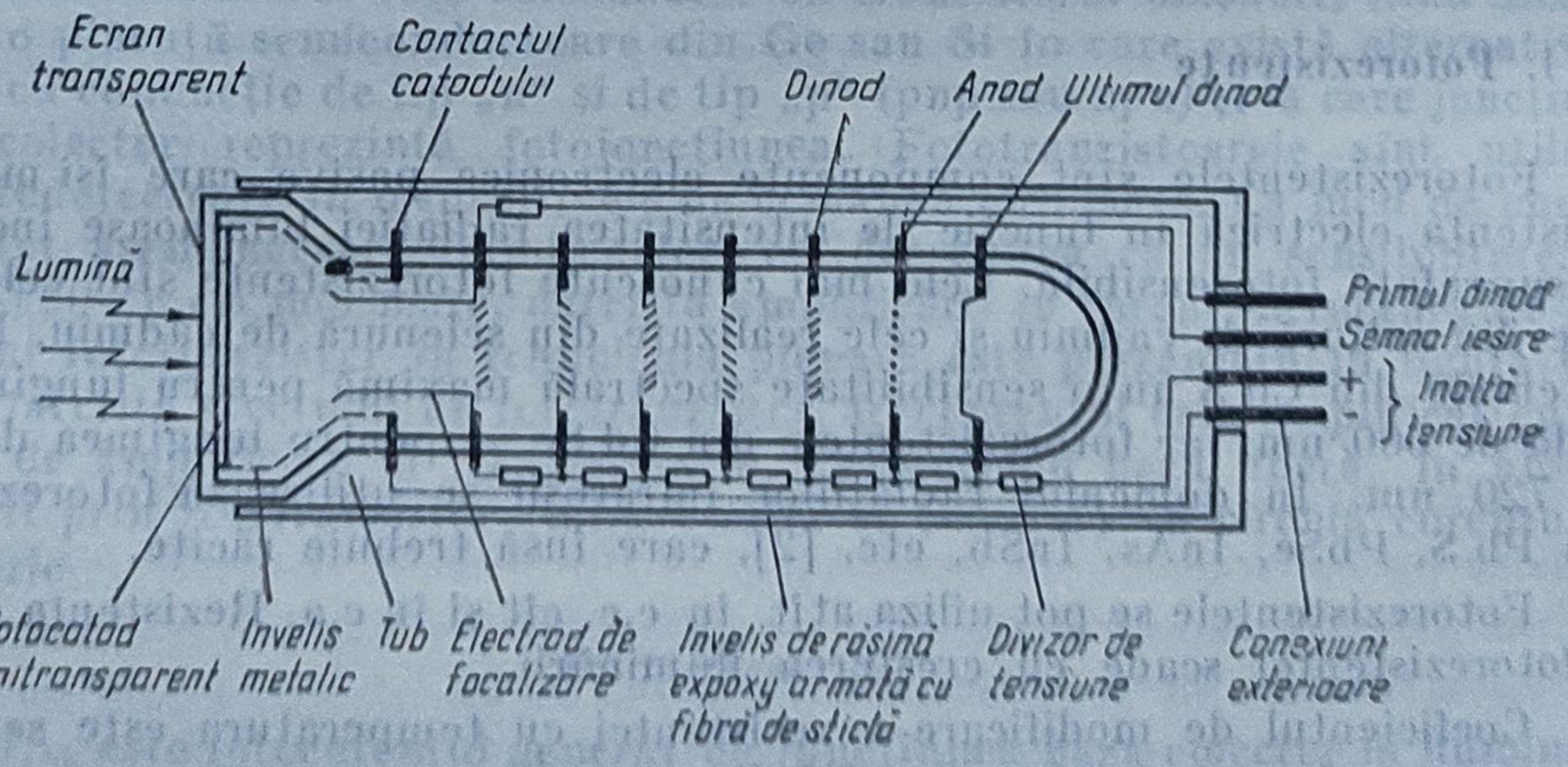


Fig. 6.21. Schema constructivă de principiu a unui fotomultiplicator.

Între anod și fotocatod se află un număr de dinozi, care sînt electrozi cu emisie secundară. Un dinod auxiliar este plasat după anod sau în jurul lui. Se utilizează o rețea divizoare de tensiune astfel încît tensiunea față de catod să crească succesiv pe șirul de dinozi. Ultimul dinod are o tensiune de aproximativ 2 000 V (asemănătoare cu cea de pe anod). Fotonii lovesc catodul și eliberează electroni care sînt dirijați către primul dinod (cu tensiune mai mică). Cînd un electron lovește primul dinod iau naștere mai mulți electroni care sînt dirijați, datorită cîmpului electric, spre al doilea dinod, cu un potențial pozitiv mai mare, unde are loc o nouă emisie secundară de electroni. În acest mod fiecare dinod multiplică numărul de electroni care îl lovesc. În final electronii sînt colectați de anod.

Dinozii sînt realizați din argint-magneziu, sau beriliu-cupru. Cu 9—14 dinozi se realizează o amplificare în curent de 10^5—10^7. Factorul de amplificare M al unui fotomultiplicator cu N dinozi este dat de relația

$$M = N\gamma \tag{6.10}$$

unde γ este factorul de emisie secundară a unui dinod ; γ depinde de natura dinodului și de energia cinetică a electronilor incidenți.

Răspunsul spectral, sensibilitatea și alte caracteristici ale tuburilor fotomultiplicatoare depind de materialele din care se realizează fotocatodul : Cs-Sb, Bi O-Ag-Cs, AgO-CsO-Cs, Sb-Na-K, Cs Te, Cs I, etc.

Tubul fotomultiplicator, spre deosebire de alte fotodetectoare, nu necesită un amplificator special de zgomot mic, cu răspuns rapid și impedanță mare de intrare. Amplificarea se realizează în interiorul tubului.

Tubul fotomultiplicator prezintă anumite avantaje : raport semnal-zgomot mare, răspuns rapid, amplificare mare, sensibilitate foarte bună, zgomot mic. El are însă și inconveniente cum ar fi : necesitatea unor tensiuni continue și stabilizate mari, posibilitatea distrugerii tubului prin iluminare prea mare, afectarea funcționării de către cîmpul magnetic.

6.3. Exemple de tipuri industriale de fotodetectoare

În cele ce urmează vor fi folosite următoarele notații :

A — aria fotosensibilă ;
b — baza fototranzistorului ;
c — colectorul fototranzistorului ;
C — capacitate ;
C_N — capacitatea la $U_R = N$ volți ;
CT — coeficient de temperatură pentru U_{oc} ;
e — emitorul fototranzistorului ;
f — frecvența impulsurilor luminoase;
f_T — frecvența de tăiere ;
E_v — iluminarea ;
I — curent de ieșire ;
I_c — curent de colector ;
I_{sc} — curent de scurtcircuit ;
I_w — fotocurent (curent de iluminare);
I_D — curent de întunerec ;
I_R — curent invers ;
λ — lungime de undă ;
$\lambda_{S\,max}$ — lungimea de undă pentru sensibilitatea maximă ;
$\Delta\lambda_{0,5}$ — intervalul spectral pentru $S \geqslant 0{,}5\ S_{max}$;
P_{ez} — putere echivalentă de zgomot ;
P_d — putere disipată totală ;
R_L — rezistența de sarcină ;
R_D — rezistența de întunerec ;
S — sensibilitate spectrală ;

t_c — timp de creștere;
T — temperatura;
U — tensiunea de ieșire;
U_{ce} — tensiunea colector-emitor;
U_{ceo} — tensiunea colector-emitor de străpungere la $I_L = 0$;
U_{ceSat} — tensiunea colector-emitor la saturație;
U_{oc} — tensiunea în circuit deschis;
U_L — tensiunea electrică datorată luminii (fototensiunea);
U_R — tensiunea inversă maximă.

Celulele fotovoltaice ROL 011 și ROL 11 (ICCE). Aceste celule fotovoltaice sînt de tip joncțiune p-n planară cu Si. Se utilizează în circuitele de control și comandă și în măsurători fotometrice. Ele se caracterizează prin:

— sensibilitate mare;

— dependență liniară a curentului de scurtcircuit ca funcție de iluminare;

— dependență logaritmică a tensiunii de mers în gol ca funcție de iluminare;

— domeniul spectral: vizibil și infraroșu apropiat;

— aria fotosensibilă: 13 mm²;

— capsulă transparentă din rășină epoxidică (ROL 011) sau capsulă metalică cu fereastră (ROL 11).

Caracteristicile optoelectronice principale ale acestor celule fotovoltaice sînt date în tabelul 6.1.

Tabelul 6.1

Caracteristicile optoelectronice principale ale celulelor fotovoltaice ROL 011 și ROL 11

Parametru	Valori tipice		Condiții
	ROL 011	ROL 11	
U_{oc} (mV)	350	360	$E_v = 1$ klx, $R_L \geqslant 100$ kΩ
I_{sc} (μA)	100	85	$E_v = 1$ klx, $R_L \leqslant 100$ kΩ
S (nA/lx)	100	85	$E_v \leqslant 10$ klx
$\Delta\lambda_{0,5}$ (nm)	700...950	730...920	$S \geqslant 0{,}5\ S_{max}$
t_c (μs)	10	10	
CT (mV/°C)	−2,5	−2,6	

Iluminarea E_v provine de la o lampă cu filament de tungsten funcționînd la temperatura de culoare de 2 856 K (standard de iluminare ICE-306-1, DIN 5033). Această iluminare va fi utilizată la prezentarea caracteristicilor pentru toate fotodetectoarele care urmează.

În figurile 6.22, 6.23, 6.24, 6.25, 6.26 sînt date caracteristicile statice cele mai importante pentru celula fotovoltaică ROL 11.

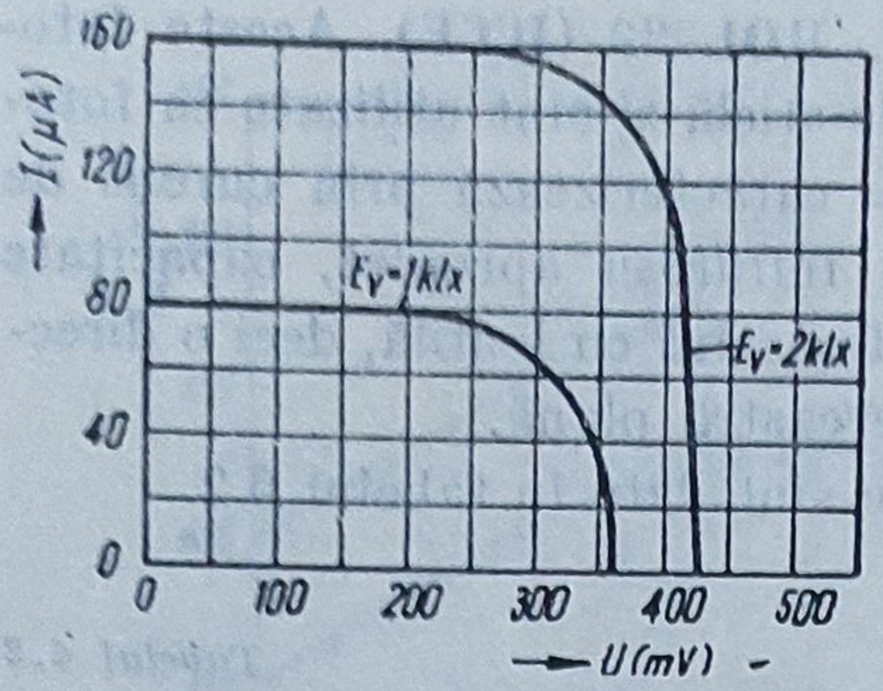


Fig. 6.22. Caracteristica statică de ieșire pentru celula fotovoltaică ROL 11.

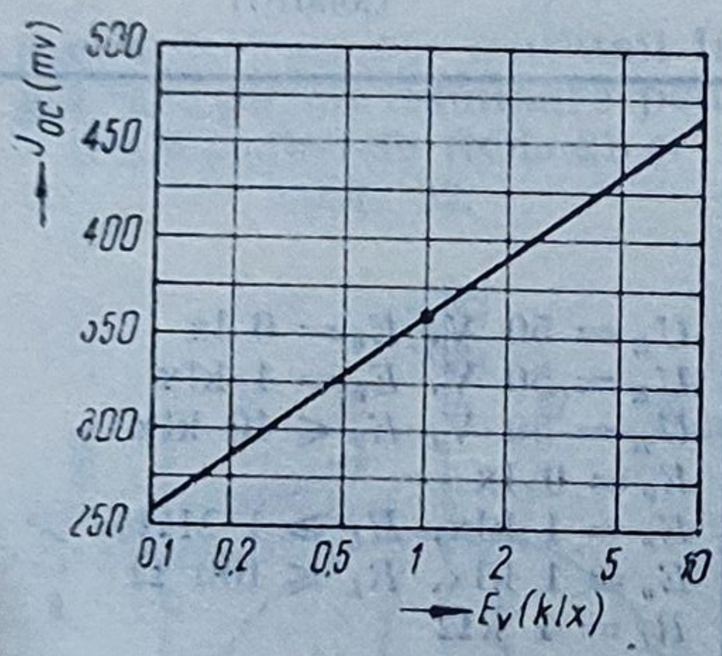


Fig. 6.23. Variația tensiunii în gol funcție de iluminare pentru ROL 11.

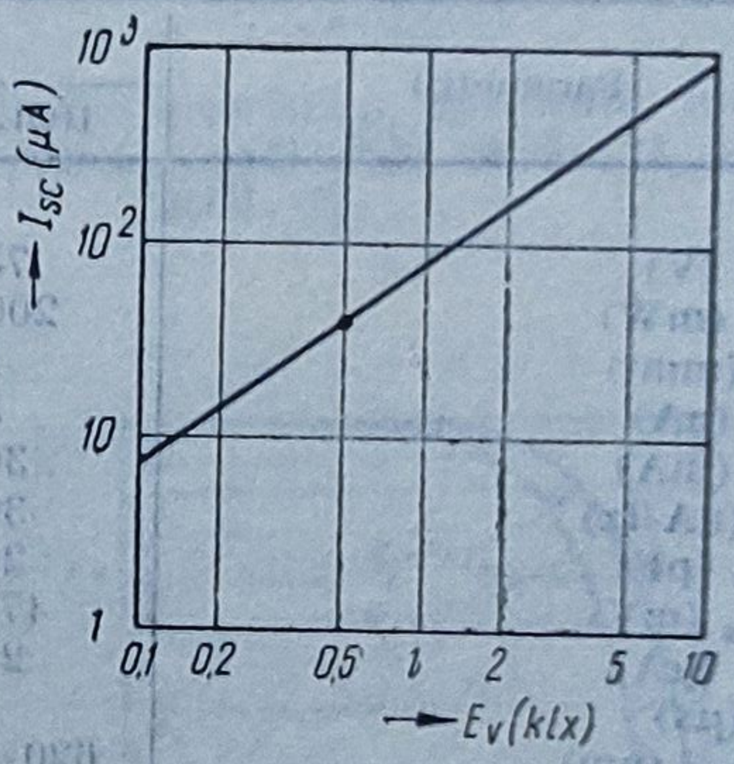


Fig. 6.24. Variația curentului de scurtcircuit funcție de iluminare pentru ROL 11.

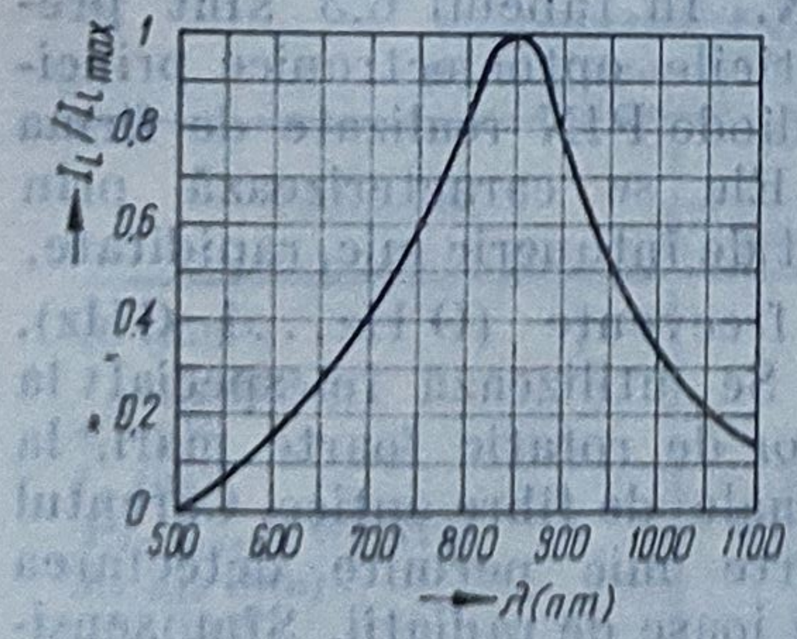


Fig. 6.25. Caracteristica spectrală relativă pentru ROL 11.

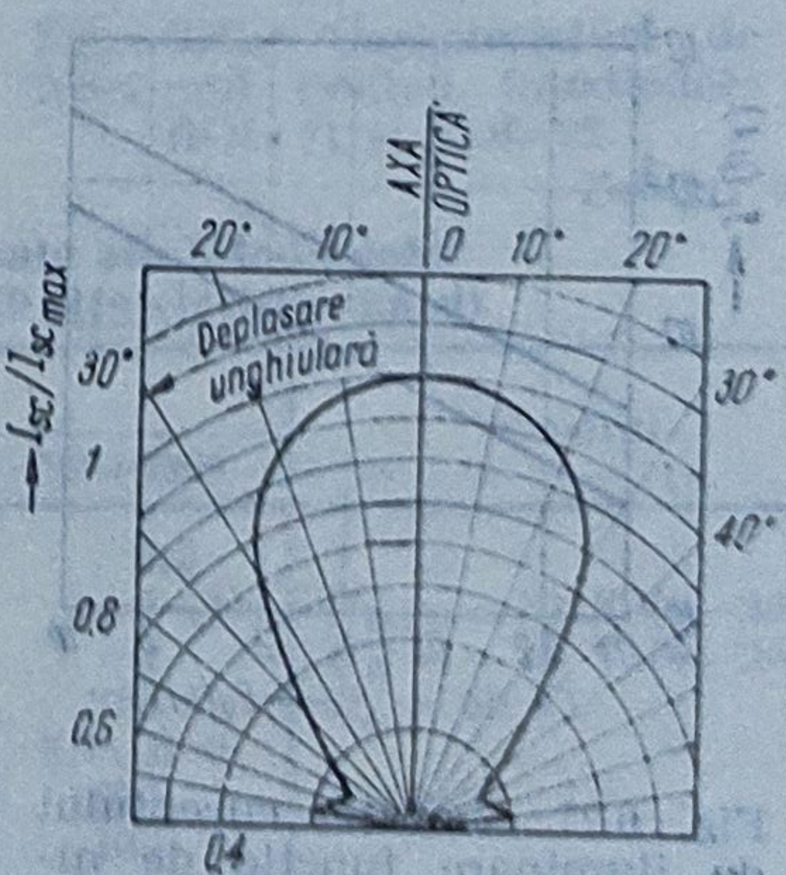


Fig. 6.26. Caracteristica de directivitate normată pentru ROL 11.

Fotodiodele planare cu siliciu ROL 21, ROL 22 (ICCE). Aceste fotodiode sînt în capsulă metalică cu fereastră de sticlă și sînt utilizate ca fotodetectoare în circuitele de comandă. Ele se caracterizează prin curent de întuneric mic, domeniu spectral : vizibil și infraroșu apropiat, capacitate redusă, viteză de răspuns mare. ROL 21 are fereastră cu lentilă, deci o directivitate mai pronunțată, iar ROL 22 are fereastră plană.

Caracteristicile optoelectronice principale sînt date în tabelul 6.2.

Tabelul 6.2

Caracteristicile optoelectronice principale ale fotodiodelor ROL 21 și ROL 22

Parametru	Valori tipice		Condiții
	ROL 21	ROL 22	
U_R (V)	75	75	
P_d (mW)	200	200	
A (mm²)	1,2	1,2	
I_D (nA)	5	5	$U_R = 50$ V, $E_v = 0$ lx
I_L (mA)	30	6,5	$U_R = 50$ V, $E_v = 1$ klx
S (nA/lx)	30	6,5	$U_R = 50$ V, $E_v \leqslant 10$ klx
C_{50} (pF)	20	20	$E_v = 0$ lx
U_{0c} (mV)	470	420	$E_v = 1$ klx, $R_L \geqslant 1$ MΩ
I_{sc} (μA)	25	6	$E_v = 1$ klx, $R_L \leqslant 100$ Ω
t_c (μs)	1	1	$R_L = 1$ kΩ
$\Delta\lambda_{,s}$ (nm)	620—970	620—970	
$\lambda_{S\,max}$ (nm)	825	825	$E_v \leqslant 10$ klx

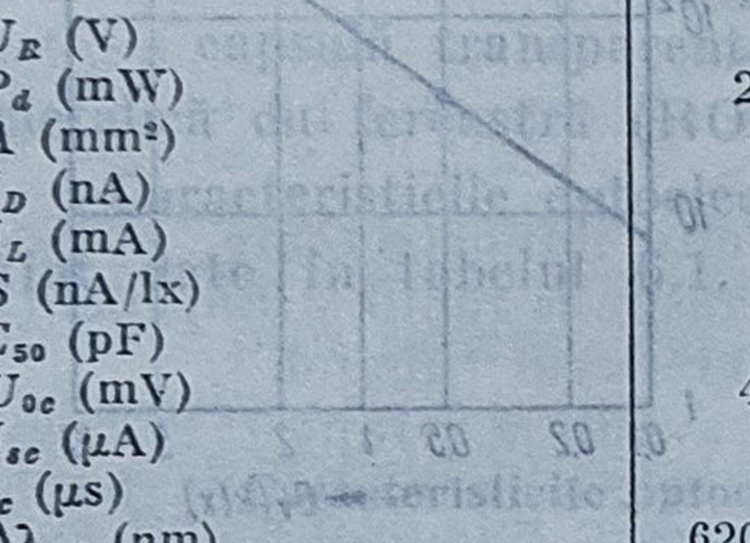


Fig. 6.27. Variația curentului de iluminare funcție de nivelul de iluminare pentru fotodiodele ROL 21 și ROL 22 (la $U_R = 50$ V).

În figurile 6.27, 6.28, 6.29, 6.30, 6.31, sînt prezentate caracteristicile statice cele mai importante pentru fotodiodele ROL 21 și ROL 22.

Fotodiode PIN. În tabelul 6.3 sînt prezentate caracteristicile optoelectronice principale ale unor fotodiode PIN realizate de firma Hewlett-Packard. Ele se caracterizează prin zgomot mic, curent de întuneric mic, rapiditate, bandă largă de frecvențe (0 Hz...1 GHz), capacitate mică. Se utilizează în special la măsurarea vitezelor de rotație foarte mari, la densimetre, terminale de fibre optice. Curentul de întuneric foarte mic permite detectarea unor nivele foarte joase de radiații. Sînt sensibile în domeniul radiațiilor vizibile și infraroșu apropiat.

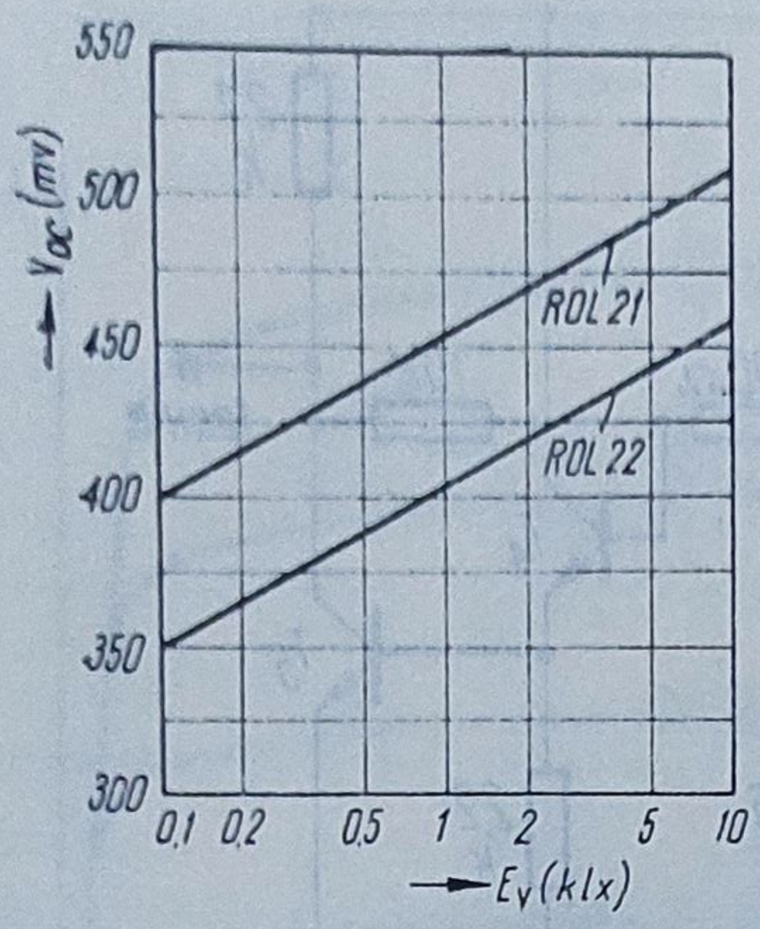


Fig. 6.28. Variația tensiunii în gol funcție de iluminare pentru fotodiodele ROL 21 și ROL 22.

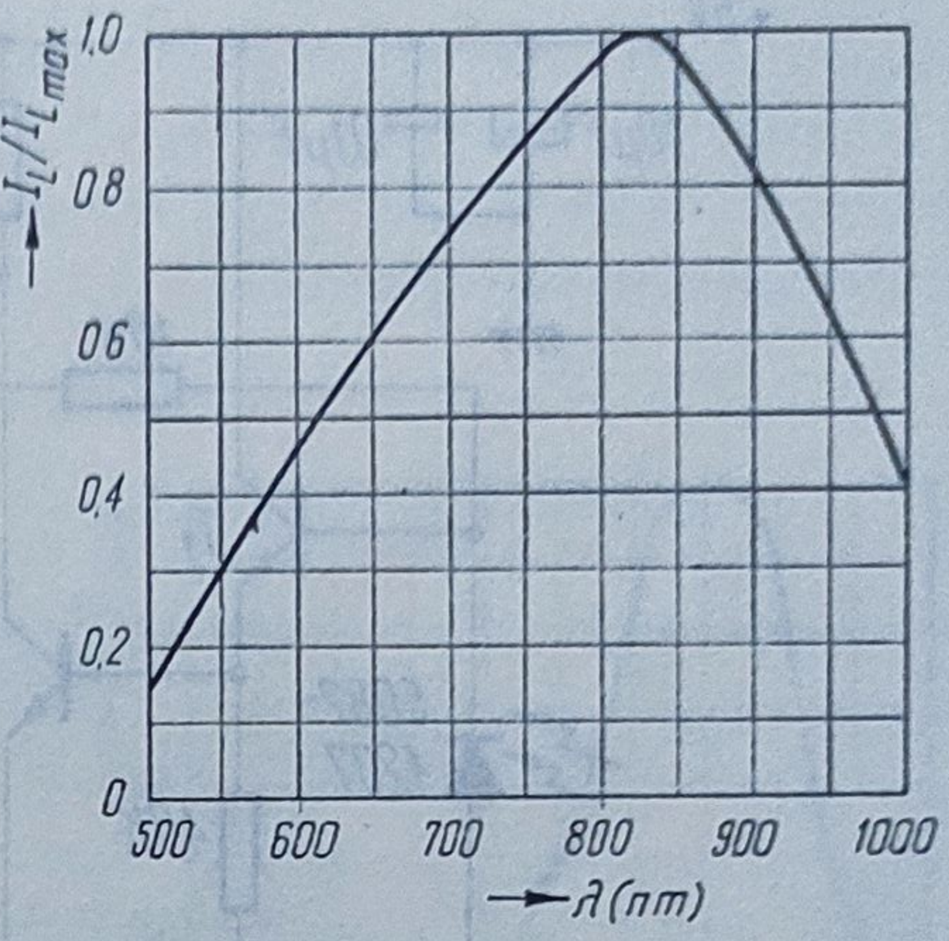


Fig. 6.29. Caracteristica spectrală relativă pentru fotodiodele ROL 21 și ROL 22.

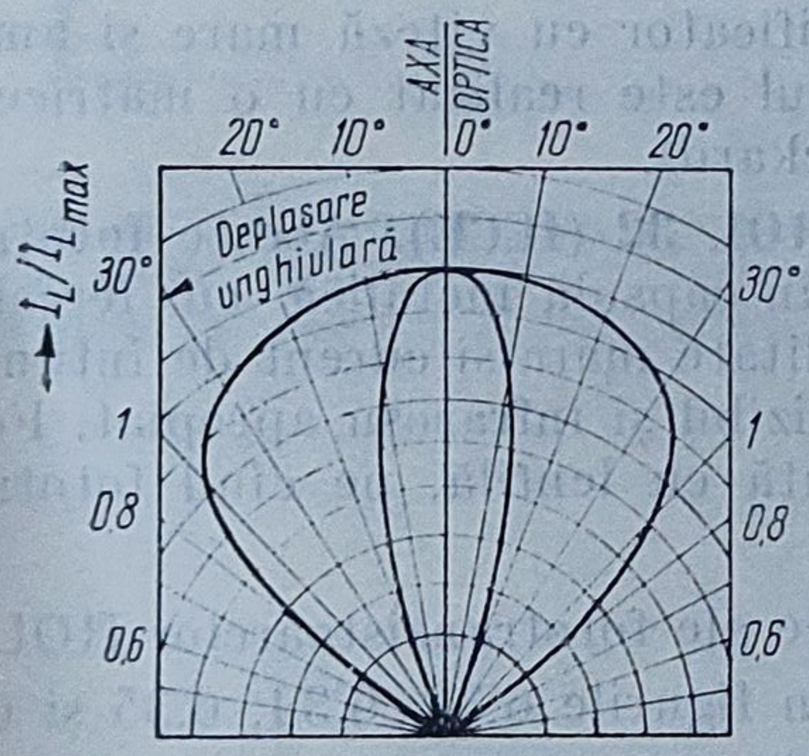


Fig. 6.30. Caracteristica de directivitate normată pentru fotodiodele ROL 21 și ROL 22.

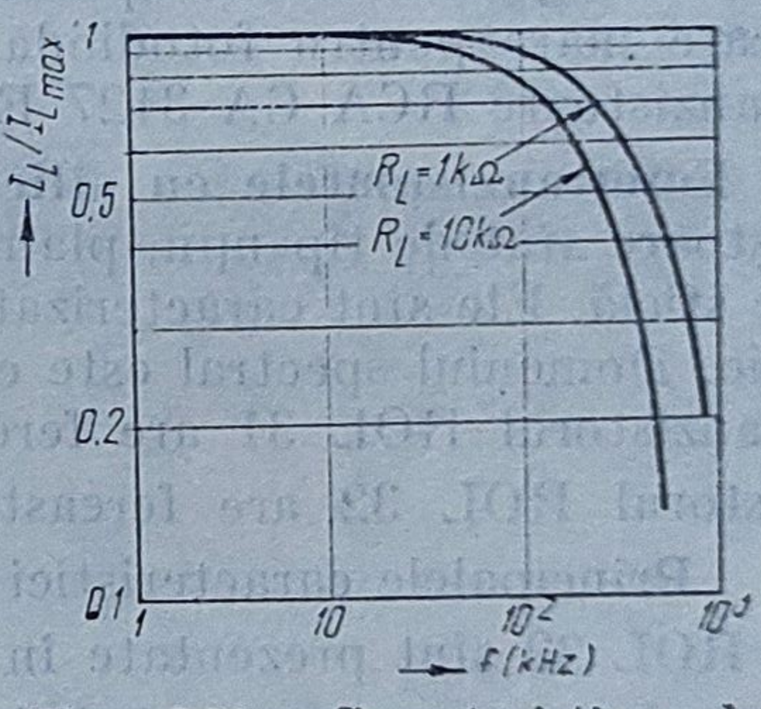


Fig. 6.31. Caracteristica de frecvență pentru fotodiodele ROL 21 și ROL 22.

Tabelul 6.3

Caracteristici optoelectronice principale ale fotodiodelor PIN 5082—4203, 5082—4205, 5082—4220 (Hewlett-Packard)

Parametru	Valori tipice			Condiții
	5082-4203	5082-4207	5082-4220	
A (mm²)	0,2	0,8	0,2	
$I_{D\,max}$ (nA)	2	2,5	5 (*)	$U_R = -10$ V (*—25V)
C (pF)	1,5 (*)	5,5	2	$U_R = -10$ V (*—25V)
t_c (ns)	300	300	300	$R_L = 50\ \Omega$
$P_{ez\,max}$ (W/ Hz)	$5{,}1 \cdot 10^{-14}$	$5{,}7 \cdot 10^{-14}$	$8{,}1 \cdot 10^{-14}$	
$\lambda_{s\,max}$ (nm)	800	800	800	
P_d (nW)	100	100	100	
U_R (V)	50	20	50	

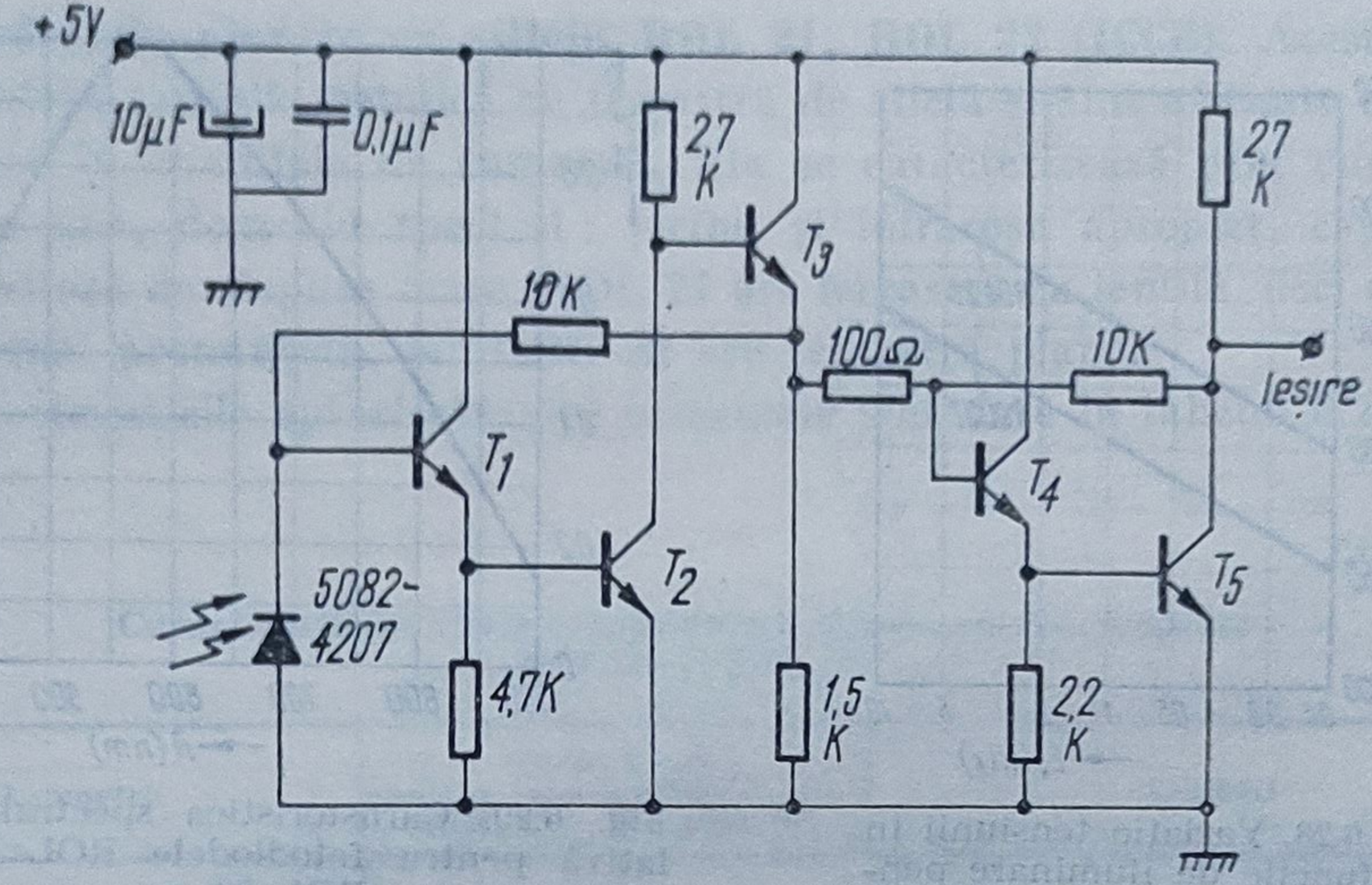


Fig. 6.32. Amplificator de mare viteză și de mare amplificare pentru fotodiodă PIN.

În figura 6.32 este prezentat un amplificator cu viteză mare și amplificare mare pentru fotodiodă. Amplificatorul este realizat cu o matrice de tranzistoare RCA CA 3127 E (Hewlett-Packard).

Fototranzistoarele cu siliciu ROL 31, ROL 32 (ICCE). Aceste fototranzistoare sînt de tip npn, planar-epitaxiale, în capsulă metalică cu fereastră de sticlă. Ele sînt caracterizate prin sensibilitate mare și curent de întuneric mic. Domeniul spectral este cel obișnuit : vizibil și infraroșu apropiat. Fototranzistorul ROL 31 are fereastra prevăzută cu lentilă, pe cînd fototranzistorul ROL 32 are fereastră plană.

Principalele caracteristici optoelectronice ale fototranzistoarelor ROL 31 și ROL 32 sînt prezentate în tabelul 6.4. În figurile 6.33, 6.34, 6.35 și 6.36 sînt prezentate caracteristicile lor statice cele mai importante.

Tabelul 6.4

Caracteristicile optoelectronice principale ale fototranzistoarelor ROL 31 și ROL 32

Parametru	Valori tipice		Condiții
	ROL 31	ROL 32	
A (mm²)	0,58	0,58	
U_{cco} (V)	30	30	
P_d (mW)	200	200	
I_D (nA)	10	10	$U_{ce} = 20$ V, $E_v = 0$
I_L (mA)	10	0,5	$U_{ce} = 5$ V, $E_v = 1$ klx
$U_{ce\ sat}$ (V)	0,3	0,3 (*)	$E_v = 1$ klx, $I_c = 1$ mA (* 0,1 mA)
t_c (μs)	8	8	$R_L = 100\ \Omega$, $U_{ce} = 5$ V
$\lambda_{S\ max}$ (nm)	850	850	$I_L = I_{L\ max}$, $E_v \leqslant 10$ klx
$\Delta\lambda_{0,5}$ (nm)	750—930	750—930	

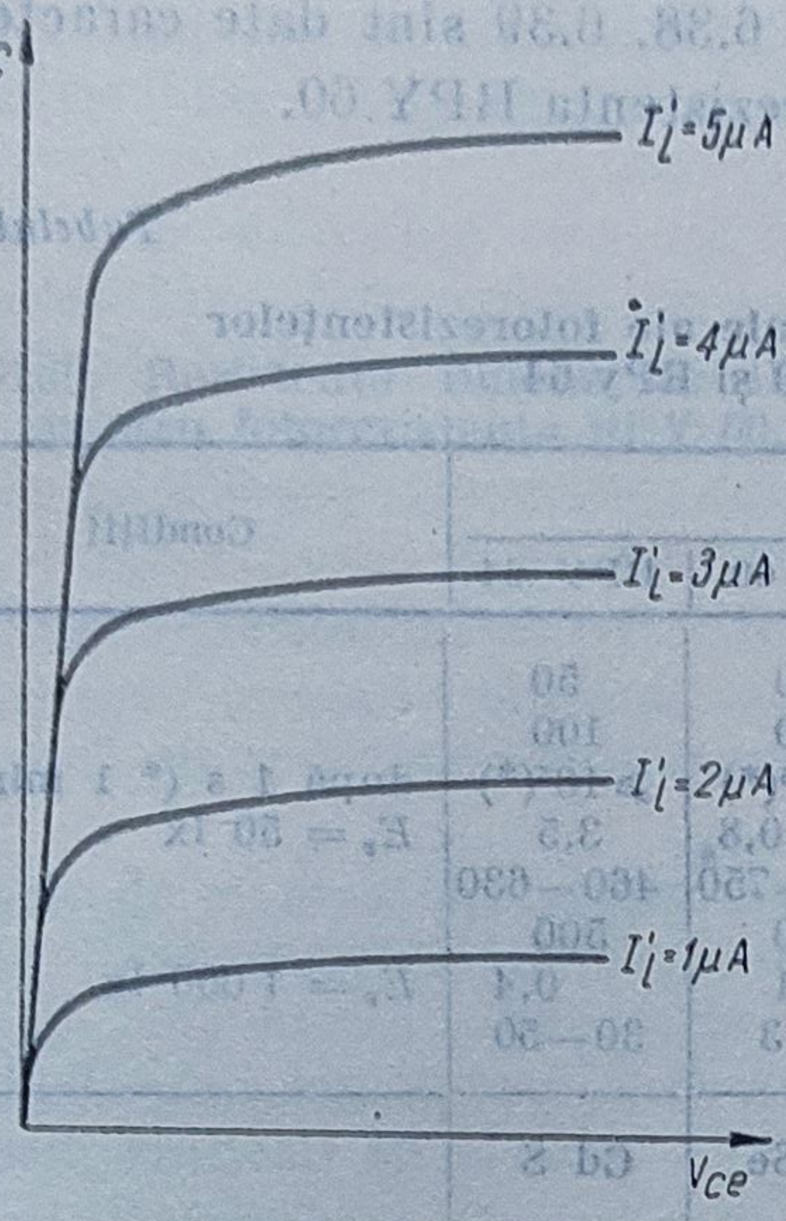


Fig. 6.33. Caracteristica statică de ieșire I_C (U_{CE}), cu I'_L parametru, pentru un fototranzistor.

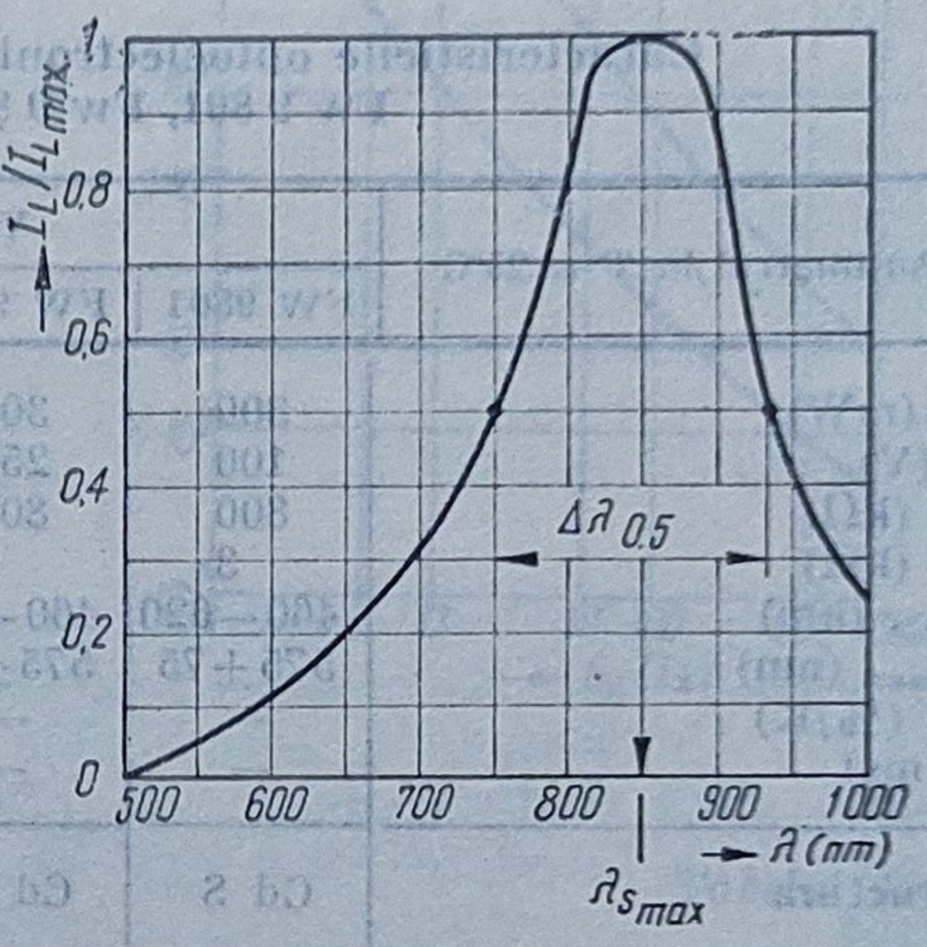


Fig. 6.34. Caracteristica spectrală pentru fototranzistoarele ROL 31 și ROL 32.

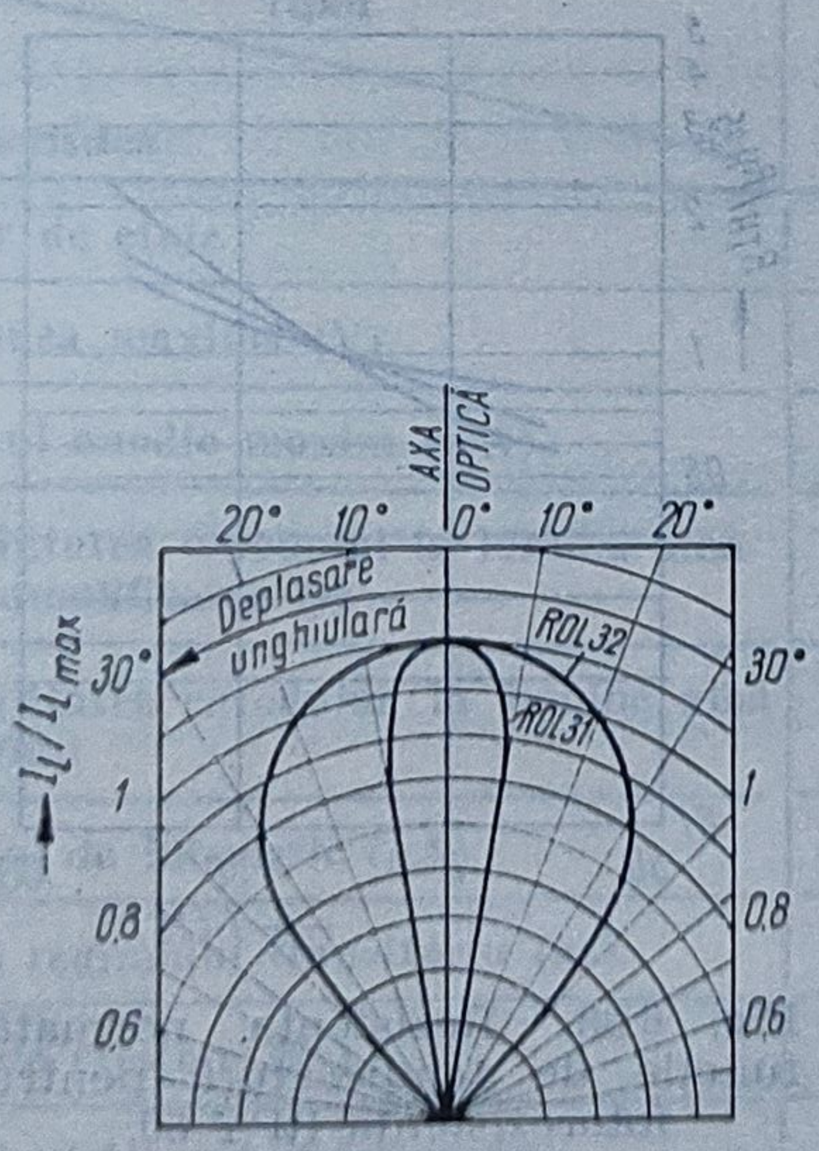


Fig. 6.35. Caracteristica de directivitate normată pentru fototranzistoarele ROL 31 și ROL 32.

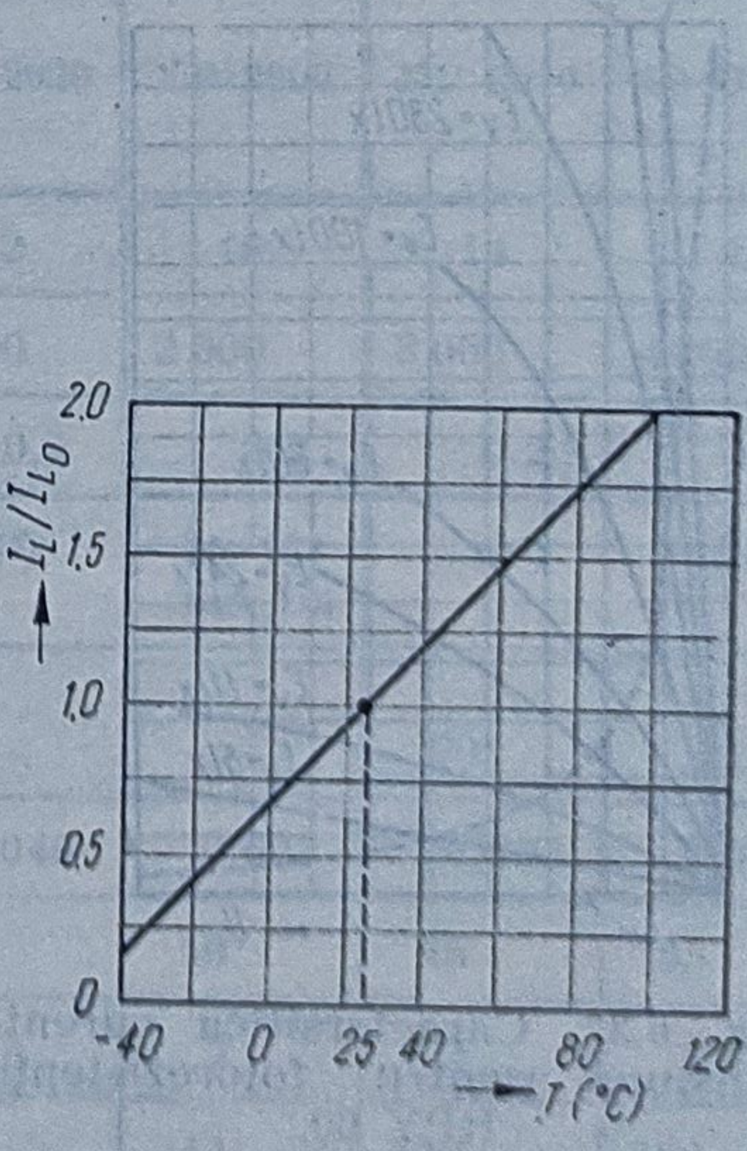


Fig. 6.36. Variația curentului de iluminare funcție de temperatură pentru fototranzistoarele ROL 31 și ROL 32.

Fotorezistențe. În tabelul 6.5 sînt prezentate caracteristicile optoelectronice principale ale fotorezistențelor FW 9801, FW 9802, RPY 60, RPY 64, fabricate de firma Siemens. În figurile 6.37, 6.38, 6.39 sînt date caracteristicile statice cele mai importante pentru fotorezistența RPY 60.

Tabelul 6.5

Caracteristicile optoelectronice principale ale fotorezistențelor Fw 9 801, Fw 9 802, RPy 60 și RPy 64

Parametrul la $T = 25°C$	Valori tipice				Condiții
	FW 9801	FW 9802	RPY 60	RPY 64	
P_d (mW)	300	300	50	50	
U (V)	100	250	100	100	
R_D (kΩ)	800	800	$\geqslant 10^5$(*)	$\geqslant 10^5$(*)	după 1 s (* 1 min)
R_L (kΩ)	3	9	0,3—0,8	3,5	$E_v = 50$ lx
$\Delta\lambda_{0,5}$ (nm)	460—620	460—670	600—750	460—630	
$\lambda_{S\ max}$ (nm)	575±75	575±75	720	500	
CT (%/K)	—	—	1	0,4	$E_v = 1\,000$ lx
t_c (ms)	—	—	1—3	30—50	
Structura	Cd S	Cd S	Cd Se	Cd S	

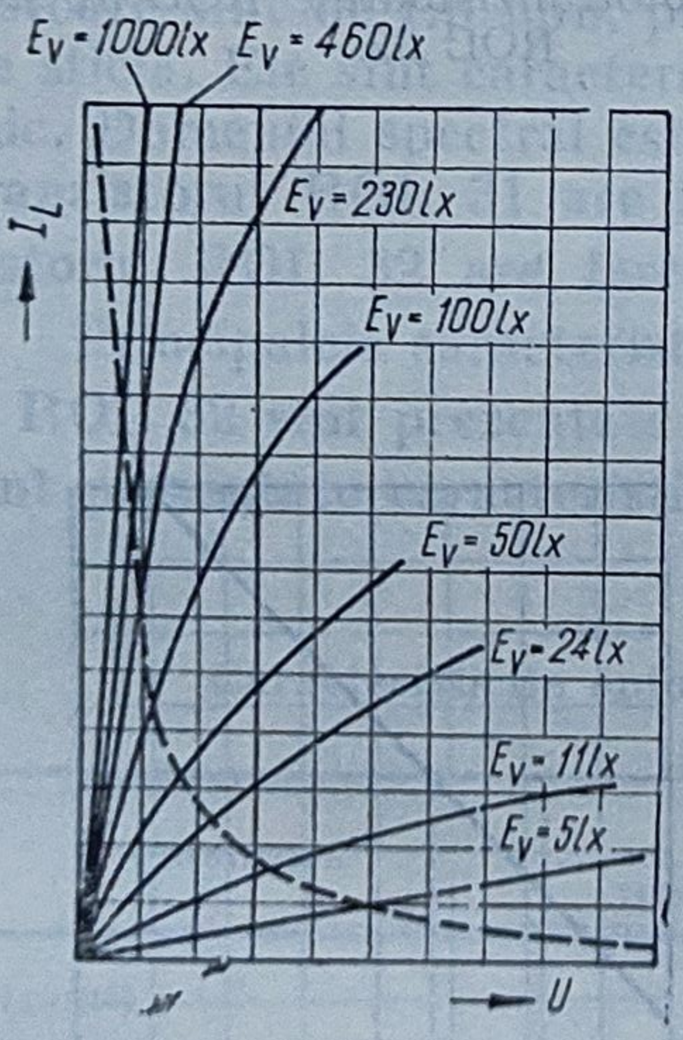


Fig. 6.37. Caractersitica curent-tensiune pentru fotorezistența RPY 60.

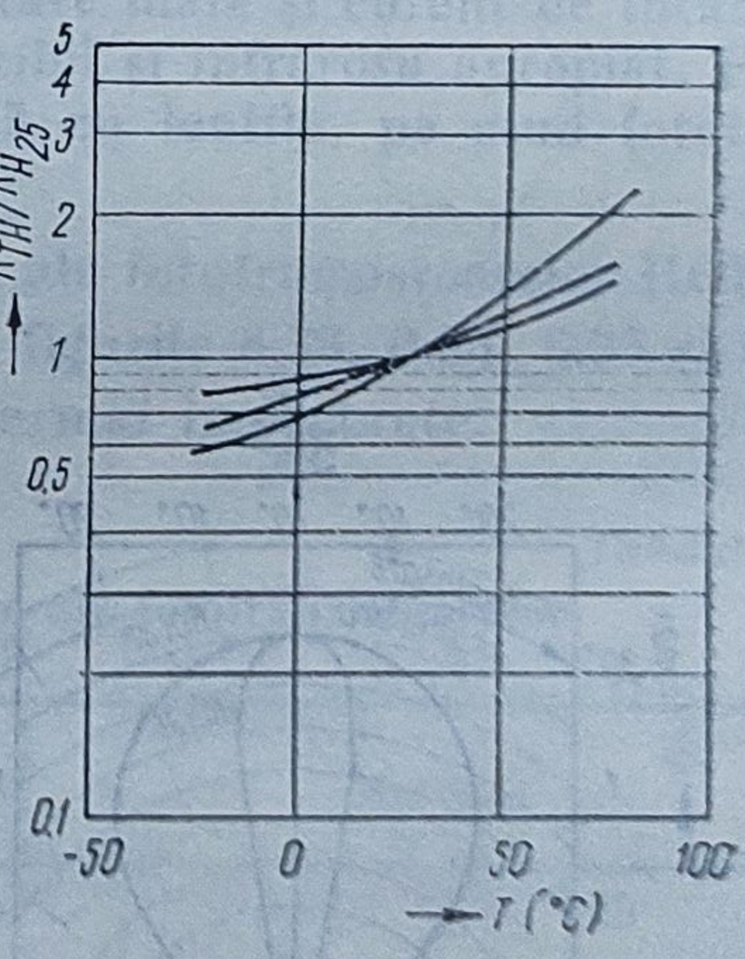


Fig. 6.38. Rezistența normată funcție de temperatură pentru fotorezistența RPY 60.

Tuburi fotomultiplicatoare. În tabelul 6.6 sînt prezentate caracteristicile optoelectronice principale și geometrice ale unor tuburi fotomultiplicatoare fabricate de firma RTC (Franța).

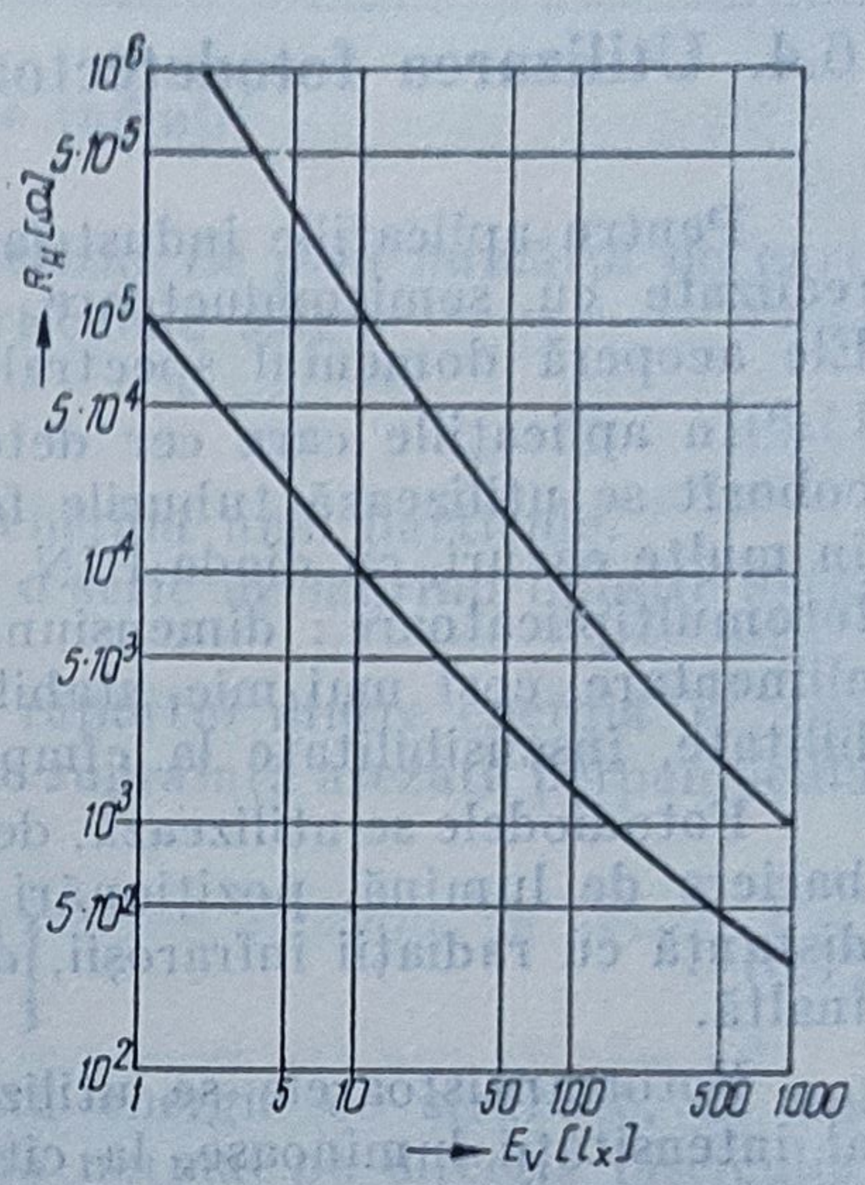


Fig. 6.39. Rezistența funcție de iluminare pentru fotorezistența RPY 60.

Tabelul 6.6

Caracteristicile optoelectronice principale și geometrice ale tuburilor fotomultiplicatoare XP 1017, XP 2020, XP 2000, XP 2040 și 60 DPV

Caracteristica \ Tipul	XP 1017	XP 2020	XP 2000	XP 2040	60 DPV
Număr de etaje	10	12	10	14	12
Tensiunea maximă (V)	1 800	3 000	2 000	3 000	4 000
Curentul anodic maxim (mA)	0,1	0,2	0,2	0,2	0,1
Sensibilitatea catodului la lumină albă sau amplificarea (.)	500 A/lm	(10^8)	$25\cdot10^4$ mA/lm	(10^8)	(10^8)
Sensibilitatea catodului la lumină albă (μA/lm)	210	—	—	70	65
Curentul de întuneric (μA)	0,05	0,0045	0,005	0,005	0,005
Durata regimului tranzitoriu (ns)	33	30	50	45	45
Timp de creștere (ns)	3,5	1,3	7	2	2
Diametrul fotocatodului (mm)	32	42	44	110	200
Lungimea maximă (mm)	127	192	148	281	318
Diametrul maxim (mm)	30,5	53,5	52,5	136,5	231,5

6.4. Utilizarea fotodetectoarelor

Pentru aplicațiile industriale, cele mai utilizate fotodetectoare sînt cele realizate cu semiconductoare, mai ales fototranzistoarele și fotodiodele. Ele acoperă domeniul spectral 0,8 μm ÷ 2 μm.

În aplicațiile care cer detectarea unor semnale optice de nivel foarte coborît se utilizează tuburile fotomultiplicatoare. Ele pot fi însă înlocuite, în multe cazuri, cu diode PIN, care prezintă unele avantaje față de tuburile fotomultiplicatoare : dimensiuni mult mai mici, tensiuni mult mai mici de alimentare, cost mai mic, stabilitate mai bună, robustețe, precizie și repetabilitate, insensibilitate la cîmpuri magnetice.

Fotodiodele se utilizează, de regulă, în măsurări de intensitate luminoasă, bariere de lumină, poziționări ale organelor mașinilor-unelte, comanda la distanță cu radiații infraroșii, detectarea semnalelor luminoase de frecvență înaltă.

Fototranzistoarele se utilizează mai ales în echipamentele de control al intensității luminoase, la cititoare de cartele și benzi perforate, optocuploare. De asemenea, fotodiodele și fototranzistoarele, avînd aria fotosensibilă mică și dimensiunile de gabarit foarte mici, pot fi grupate alcătuind matrici de fotodetectoare care sînt utilizate ca senzori de imagine discretizată.

În alegerea fotodetectoarelor, criteriile cele mai importante sînt sensibilitatea și răspunsul spectral ; urmează timpul de răspuns, domeniul temperaturilor de lucru și costul.

Caracteristicile spectrale ale fotodetectoarelor pot fi modificate utilizînd filtre care permit trecerea radiațiilor de o anumită lungime de undă. Dacă și sursa emite pe aceeași lungime de undă (spectru foarte îngust), poate fi evitată influența radiațiilor parazite.

6.5. Radiații nucleare. Noțiuni fundamentale

Radiațiile nucleare sînt clasificate astfel :

a) Radiații de natură electromagnetică, puternic penetrante și alcătuite din particule fără masă de repaus :

— radiații X ;

— radiații γ.

b) Radiații corpusculare, alcătuite din particule cu masă de repaus :

— fascicule de particule elementare (electroni, neutroni, protoni, etc.) ;

— fascicule de nuclee de atomi (deuteroni, helioni, etc.) ;

— fascicule de atomi ionizați în mișcare (He^+, Li^+, etc.).

Dintre radiațiile nucleare care prezintă importanță deosebită în industrie se amintesc : radiațiile α (nuclee de He_2^4 încărcate), β (electroni) și γ.

6.5.1. Mărimile caracteristice fasciculelor de radiaţii

Un fascicul de particule poate fi caracterizat fie prin numărul de particule, fie prin energia purtată de către particulele sale :

$$W = NW_p \tag{6.11}$$

unde : N — numărul de particule ; W_p — energia unei particule.

Din aceste două mărimi de bază derivă o serie de mărimi folosite astăzi în tehnica măsurării radiaţiilor nucleare :

— *Cantitatea de radiaţie (Q)* reprezintă raportul dintre energia W, purtată de către fluxul de particule şi unitatea de suprafaţă aşezată perpendicular pe direcţia fluxului

$$Q = \frac{W}{A}\left[\frac{\text{joule}}{\text{m}^2}\right] \tag{6.12}$$

— *Intensitatea de radiaţie (I)* reprezintă energia ce străbate, în unitatea de timp, unitatea de suprafaţă aşezată normal pe direcţia fasciculului

$$I = \frac{W}{tA}\left[\frac{\text{joule}}{\text{s}\cdot\text{m}^2}\right] \tag{6.13}$$

— *Intensitatea de particule* $\mathcal{J}$ definită ca număr de particule ce străbat, în unitatea de timp, unitatea de suprafaţă aşezată normal pe direcţia fasciculului

$$\mathcal{J} = \frac{N}{At}\left[\frac{\text{particule}}{\text{s}\cdot\text{m}^2}\right] \tag{6.14}$$

În cazul particulelor moncenergetice există relaţia (6.15) între intensitatea de radiaţie şi intensitatea de particule :

$$I = \mathcal{J}W_p \tag{6.15}$$

6.5.2. Interacţiunea radiaţiei nucleare cu substanţa

În timpul interacţiunii dintre radiaţia nucleară şi substanţă pot apare procese specifice prin care particula incidentă este scoasă din fascicul sau cedează o parte din energia sa atomilor ce alcătuiesc substanţa respectivă.

Interacţiunea depinde atît de proprietăţile particulei incidente, cît şi de ale substanţei. Cunoaşterea ei este importantă pentru alegerea detectorului de radiaţii.

Procesele de interacţiune predominante ale particulelor încărcate electric cu substanţa sînt ionizarea şi excitarea atomilor din mediul respectiv. Acestea conduc la pierderi succesive de energie din partea particulei incidente, datorită ciocnirilor ei cu electronii sau cu nucleele atomilor din substanţă. Astfel, la trecerea unui fascicul de particule printr-un strat de substanţă de grosime x, intensitatea I scade exponenţial cu x :

$$I(x) = I_0 e^{-\mu x} \tag{6.16}$$

Mărimile care intervin în relația de mai sus au următoarea semnificație :

I_0 este intensitatea fasciculului de particule la intrarea în stratul de substanță ($x = 0$) ;

$\mu = N\sigma$ — coeficientul liniar de absorbție, care este proporțional cu secțiunea eficace σ, mărime ce caracterizează procesul de împrăștiere.

În funcție de tipul de particulă (α, β) se precizează expresia lui σ, deci și forma explicită a relației de atenuare. Particulele neutre și radiațiile electromagnetice produc ionizarea substanței pe cale indirectă. Atenuarea radiației în substanța străbătută se face după o lege exponențială asemănătoare cu (6.16).

6.5.3. Surse de radiații nucleare

Sursele de radiații nucleare folosite în aplicațiile industriale de măsurări sînt izotopii radioactivi. Aceștia sînt surse artificiale care emit în mod spontan radiații nucleare și au următoarele caracteristici principale :

a) *Constanta de dezintegrare* λ reprezintă probabilitatea de dezintegrare a unui nucleu în unitatea de timp. Cu ajutorul ei se exprimă legea dezintegrării radioactive :

$$N(t) = N_0 e^{-\lambda t} \tag{6.17}$$

unde $N(t)$ este numărul de nuclee la momentul t, iar N_0 — numărul de nuclee la momentul $t = 0$.

b) *Timpul de înjumătățire* este timpul după care $N = N_0/2$:

$$T_{1/2} = \frac{\ln 2}{\lambda} \tag{6.18}$$

c) *Activitatea sursei* se definește ca fiind numărul de nuclee care se dezintegrează în unitatea de timp :

$$\Delta = -\frac{dN}{dt} = \lambda N \tag{6.19}$$

Pentru activitatea sursei, unitatea de măsură utilizată de obicei se numește curie (Ci) :

$$1\,\text{Ci} = 3{,}700 \cdot 10^{10} \text{ dezintegrări/s.}$$

d) *Puterea sursei* este produsul dintre activitatea sursei și energia degajată la o dezintegrare elementară.

e) *Intensitatea sursei* este numărul de particule care străbat unitatea de suprafață în unitatea de timp.

Sursele de radiații nucleare au o construcție simplă, caracteristică însă naturii radiației pe care o emit (α, β, γ sau neutroni).

Sursele γ și de neutroni sînt construite din cilindrii de plumb prevăzuți cu o fereastră pentru iradiere, închise în ecrane de plumb, a căror grosime se stabilește în funcție de fondul de radiație admis.

Sursele α, fiind puțin penetrante, nu sînt prevăzute cu condiții speciale de ecranare, în schimb sursele β au construcții specifice în funcție de energia electronilor emiși.

Tabelul 6.7

Principalii izotopi radioactivi folosiți ca surse radioactive în industrie

Izotopul radioactiv	Radiația emisă			Timp înjumătățire
	γ (MeV)	β (MeV)	α (MeV)	
^{137}Ba	0,662	—	—	2,6 min.
^{6}Co	1,17 ; 1,33	0,306	—	5,27 ani
^{198}Au	0,411 ; 0,68	0,97	—	65 ore
^{46}Sc	1,12	36 ; 1,2	—	85 zile
^{10}B	—	—	1,9	

6.6. Detectoare de radiații nucleare

Detectorul de radiații nucleare convertește, în general, numărul de particule incidente pe suprafața activă în semnal electric (tensiune) sub formă de impuls.

O clasificare a detectoarelor de radiații nucleare se poate face după modul de interacțiune a radiației cu partea activă a detectorului. Astfel sînt detectoare bazate pe ionizarea directă (camera de ionizare, contorii proporționali, contorii Geiger-Muller, detectoare cu semiconductori) și detectoare bazate pe ionizare indirectă (cu scintilație, Cerenkov).

Caracteristicile principale specifice ale detectoarelor de radiații nucleare sînt :

a) *amplitudinea* impulsului de ieșire ;

b) *viteza de numărare*, egală cu raportul dintre numărul total de impulsuri și timpul de măsurare ;

c) *puterea de rezoluție*, definită ca numărul de impulsuri de ieșire în unitatea de timp ;

d) *eficacitatea detectorului*, definită ca raportul dintre numărul de particule care dau impulsuri la ieșire și numărul total de particule incidente ;

e) *selectivitatea* față de radiație ;

f) *volumul sensibil* al detectorului, definit ca zona în care prin trecerea unei radiații se poate produce un impuls electric.

Dintre detectoarele de radiații nucleare cele mai folosite în măsurările industriale sînt : camerele de ionizare, detectoarele cu scintilație și cele cu semiconductori.

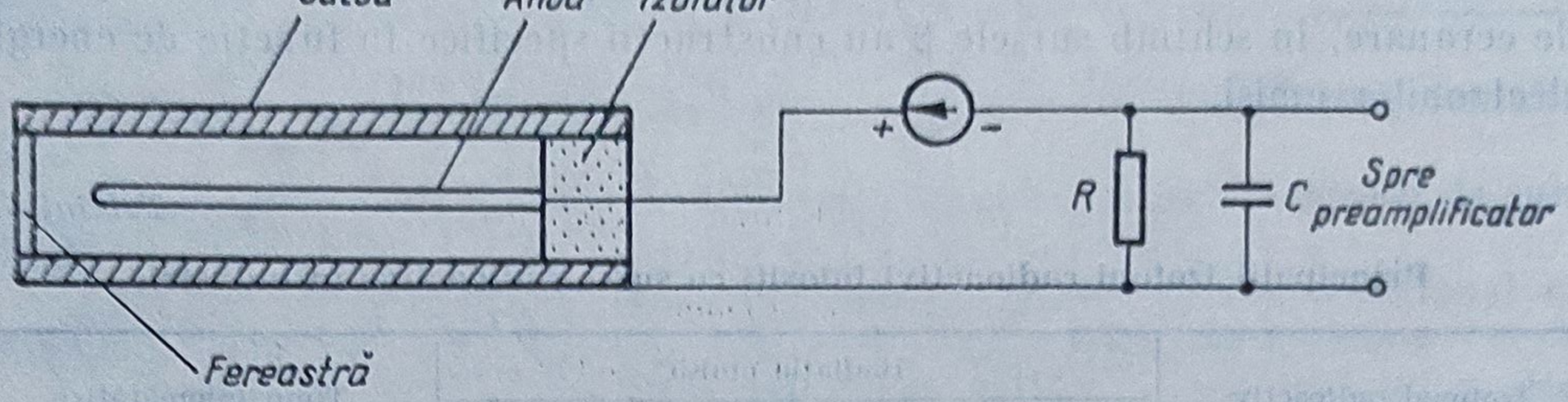


Fig. 6.40. Cameră de ionizare cilindrică.

6.6.1. Camera de ionizare

Camera de ionizare constă în principiu dintr-o pereche de armături între care se află un izolator din mediu gazos (fig. 6.40), cum ar fi argon, krypton, neon, xenon, heliu etc.

Armăturile sînt legate la o sursă de tensiune continuă (50 V ÷ 200 V). În absența radiației, curentul prin rezistența R este nul. Dacă în mediul activ gazos pătrunde un fascicul de particule, atunci prin ionizarea mediului se crecază un curent electric între armături, funcție de numărul de perechi de ioni produs pe unitatea de volum și volumul sensibil al camerei. Valoarea curentului este proporțională cu intensitatea radiației incidente.

Din punctul de vedere al tipului de radiație pentru care sînt folosite, camerele de ionizare pot fi plate (α) sau cilindrice (β, γ) (fig. 6.40). De asemenea, fereastra este corespunzătoare radiației: mică sau nylon pentru radiații α, metal pentru radiații β, γ, X.

Camerele de ionizare pot funcționa în regim de impulsuri (cînd timpul de colectare a sarcinilor este mai mic decît constanta de timp RC a circuitului de ieșire, iar aceasta — mai mică decît intervalul de timp dintre două particule) sau în regim de integrare (cînd impulsurile nu se mai deosebesc unul de altul, constanta de timp RC fiind mult mai mare decît intervalul de timp dintre două particule). În ultimul caz tensiunea de ieșire este proporțională cu intensitatea radiației.

6.6.2. Detectorul cu scintilație

La anumite substanțe revenirea atomilor sau moleculelor dintr-o stare excitată, indusă de o radiație nucleară, are loc prin emisia de cuante luminoase (scintilații).

Detectorul de scintilație constă dintr-un tub fotomultiplicator în care a fost introdusă, aproape de fotocatod, substanța numită scintilator.

Scintilatorii pot fi grupați în solizi, lichizi, gazoși, sau în organici (hidrocarburi aromatice: naftalen, antracen, bifenil, p-terfenil, etc.) și anorganici (substanțe alcaline cu impurități drept activatori: NaI(Tl), KI(Tl), CsI(Tl), ZnS(Ag), $CaWO_4$, etc.).

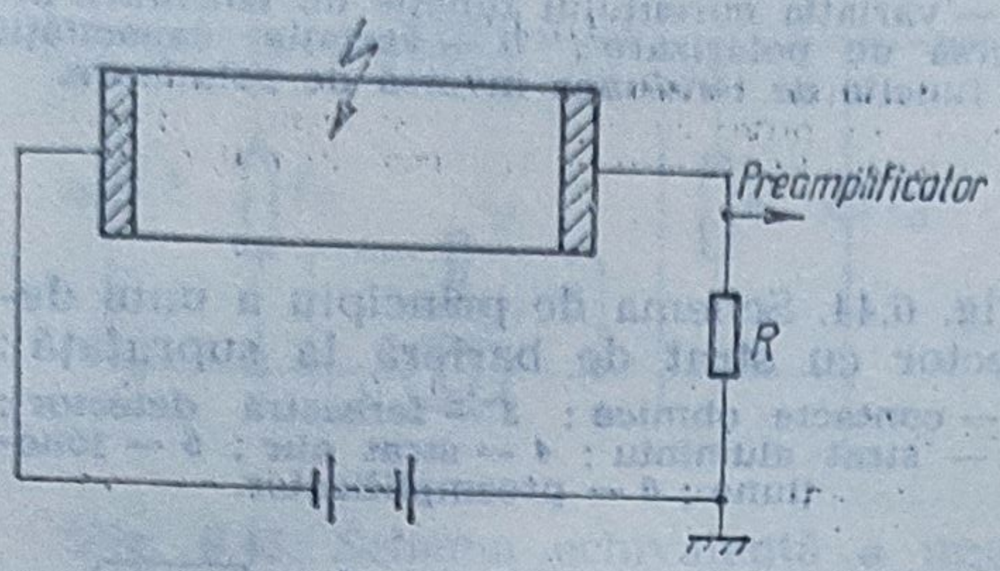


Fig. 6.41. Schema de principiu a unui detector cu semiconductor.

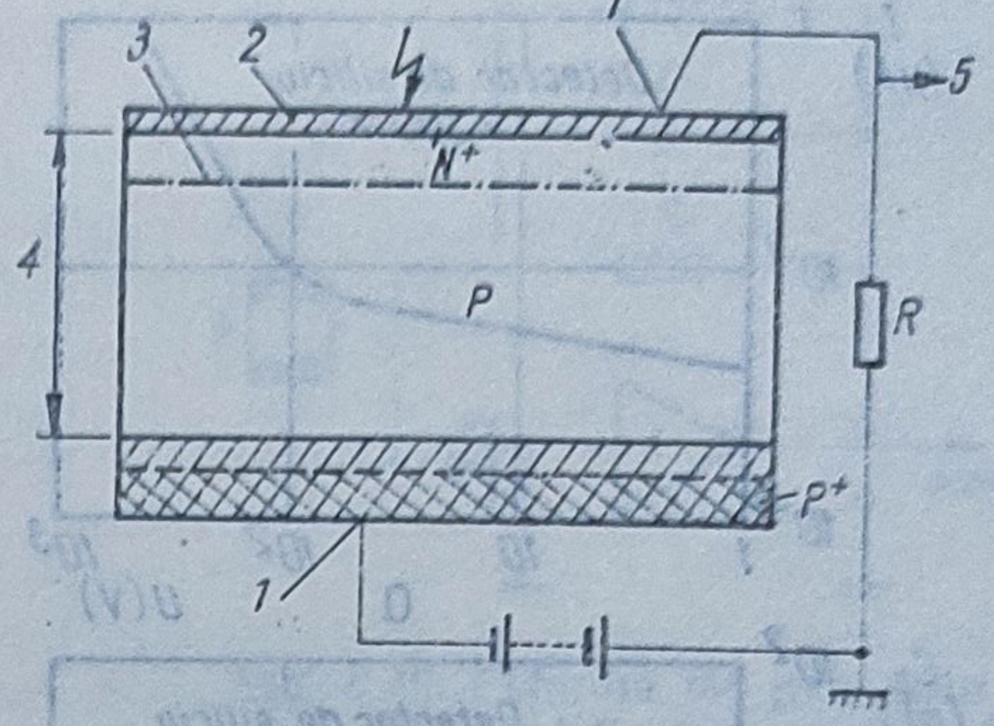


Fig. 6.42. Schema de principiu a unui detector cu joncțiune np obținută prin difuzie.
1 — contacte ohmice ; *2* — fereastră detector : *3* — joncțiune ; *4* — regiune sarcină spațială ; *5* — ieșire.

6.6.3. Detectoare cu semiconductoare

Funcționarea detectoarelor cu semiconductori este asemănătoare camerei de ionizare. Ca substanță activă în locul gazului se folosește o plăcuță semiconductoare (fig. 6.41). Într-un astfel de detector energia necesară creării unei perechi de purtători este mai mică cu un ordin de mărime față de cea necesară în camerele de ionizare. Alt avantaj îl constituie faptul că atenuarea fiind mai puternică, dimensiunile detectoarelor pot fi făcute mai mici.

În funcție de cristalul semiconductor aceste detectoare pot fi omogene (n sau p) sau heterogene (pe bază de joncțiuni np).

În cazul celor omogene, pentru ca zgomotul detectorului să fie mic, rezistivitatea materialului trebuie să fie mare, $\rho \geqslant 10^8$ $\Omega \cdot$cm. De regulă, ele sînt utilizate pentru detecția particulelor penetrante.

Joncțiunea pn utilizată ca detector de radiații (fig. 6.42) se deosebește de joncțiunile utilizate în circuitele de redresare prin faptul că au o regiune de sarcină spațială mai groasă și mai apropiată de suprafață. Prima particularitate este dictată de necesitatea unui volum sensibil mare, iar a doua — de condiția ca fereastra detectorului să aibă o grosime neglijabilă.

Joncțiunea este polarizată invers cu o tensiune de alimentare mai mică decît tensiunea de străpungere.

Dintre detectoarele cu semiconductori, cel cu joncțiune pn difuzată este cel mai răspîndit. În tabelul 6.8 sînt date cîteva performanțe pentru un astfel de detector, iar în figurile 6.43, *a* și 6.43, *b* — caracteristicile curent-tensiune de polarizare și capacitate-tensiune de polarizare.

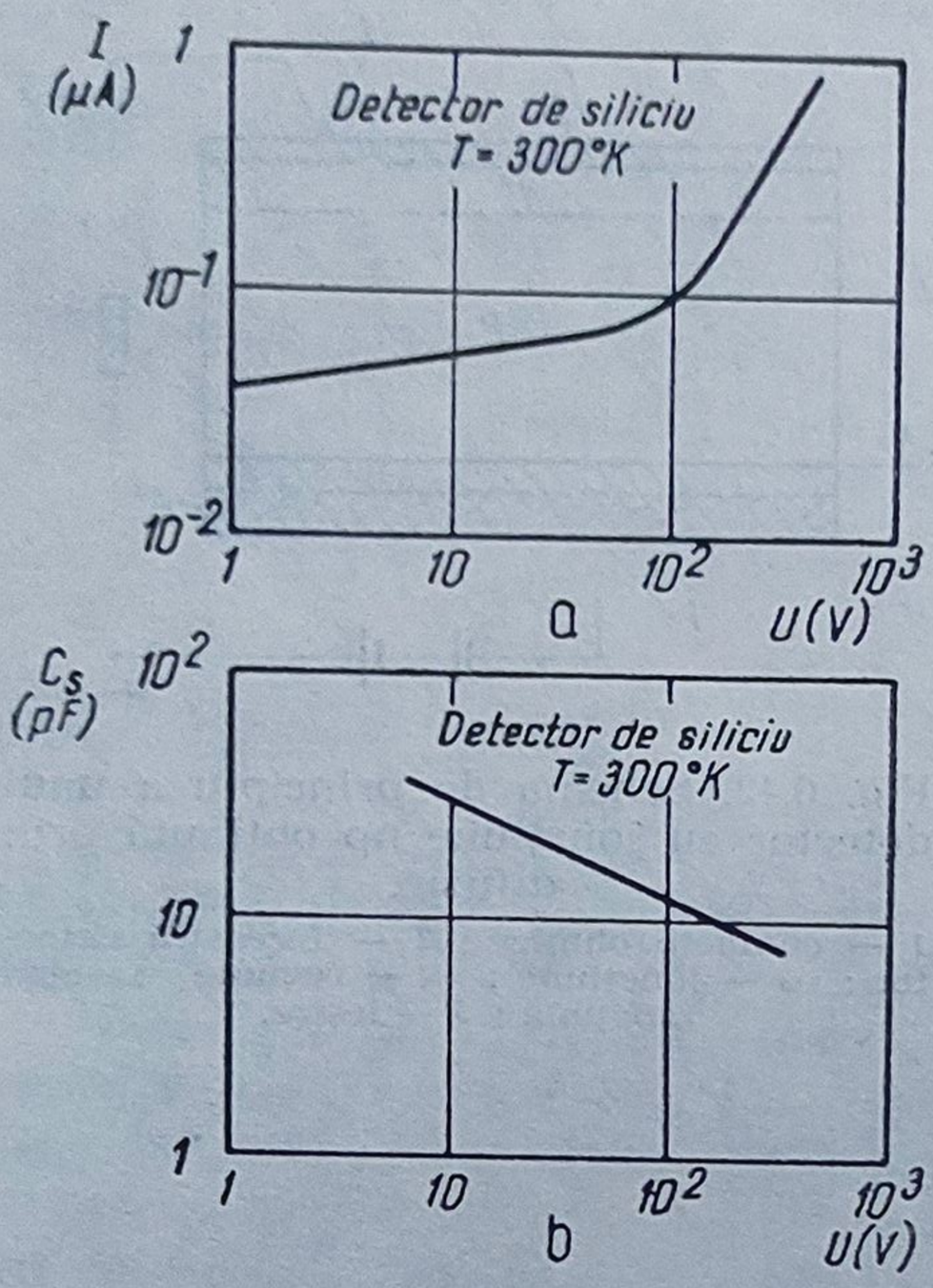
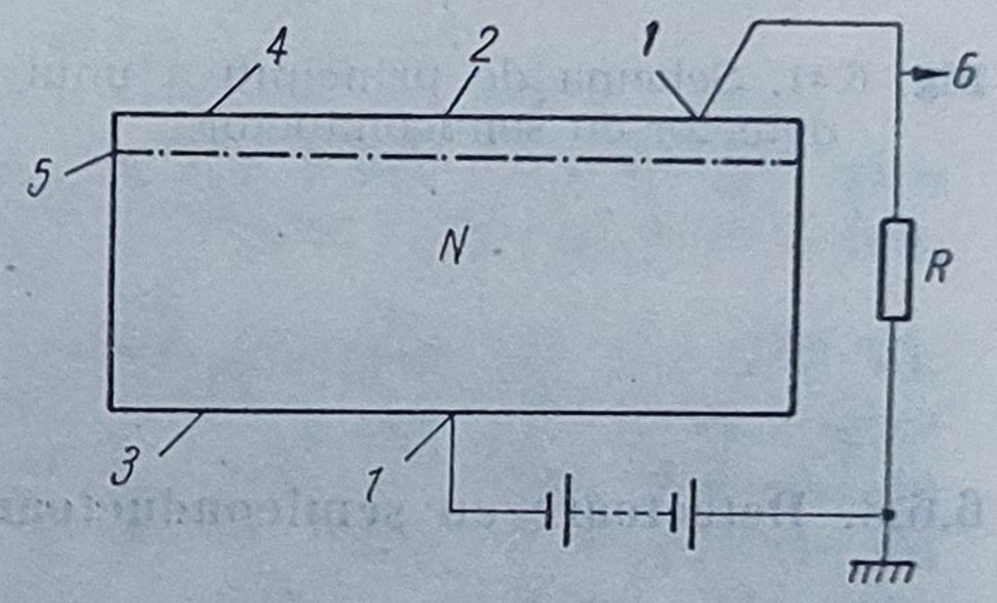


Fig. 6.43. Variația caracteristicilor unui detector cu joncțiune np obținută prin difuzie :

a — variația curentului funcție de tensiunea inversă de polarizare ; *b* — variația capacității funcție de tensiunea inversă de polarizare.

Fig. 6.44. Schema de principiu a unui detector cu strat de barieră la suprafață :

1 — contacte ohmice ; *2* — fereastră detector ; *3* — strat aluminiu ; *4* — strat aur ; *5* — joncțiune ; *6* — preamplificator.



Tabelul 6.8

Performanțele optime ale unui detector semiconductor cu joncțiune np pe bază de siliciu

Rezistivitate (siliciu tip *p*)	Tensiune de polarizare	Adîncimea regiunii de sarcină spațială	Timp de colectare	Rezoluție nucleară
150 Ω·cm	300 V	120 μm	$5 \cdot 10^{-10}$ s	0,7%
15 000 Ω·cm	100 V	700 μm	$5 \cdot 10^{-8}$ s	0,7%
1 500 Ω·cm	30 V	120 μm	$5 \cdot 10^{-9}$ s	0,35%

Dacă joncțiunea este foarte aproape de suprafață, atunci detectorul se numește cu strat de barieră la suprafață (fig. 6.44).

Ele au o construcție mai simplă decît cele cu difuzie, dar se confecționează, în general, din siliciu tip N, care se obține mai greu. În tabelul 6.9 prezentăm performanțele optime ale unui astfel de detector.

Schema echivalentă a unui detector cu joncțiune np este prezentată în figura 6.45.

Dacă între două materiale semiconductoare de tip n și p se intercalează un semiconductor intrinsec se obține un detector NIP. Aplicarea unei tensiuni de polarizare inverse conduce la extinderea rapidă a regiunii de sarcină spațială peste toată regiunea intrinsecă, creșterea în continuare a tensiunii conducînd la o intensificare a cîmpului electric de colectare a sarcinilor produse prin ionizare.

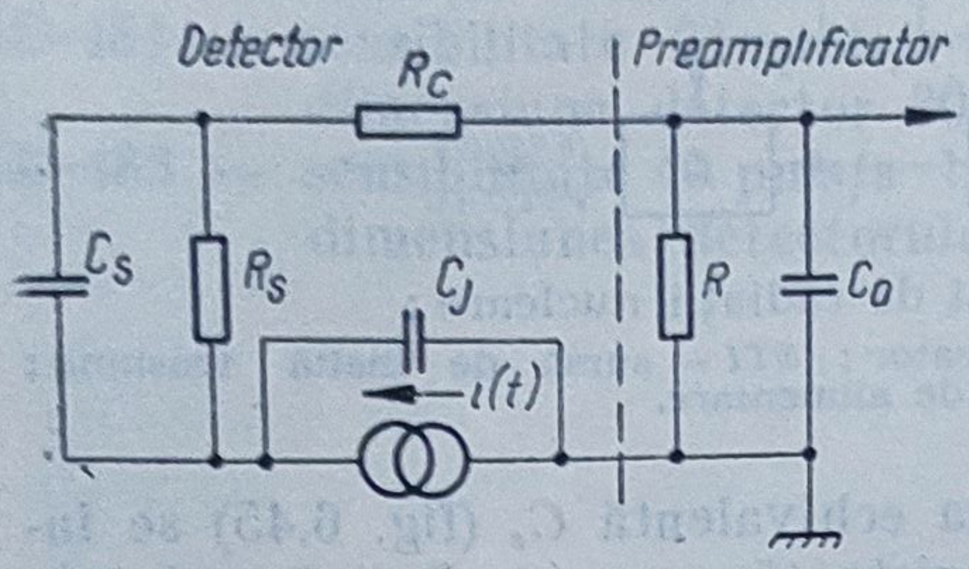


Fig. 6.45. Schema echivalentă a unui detector cu joncțiune np ($R_c \ll R_s$).

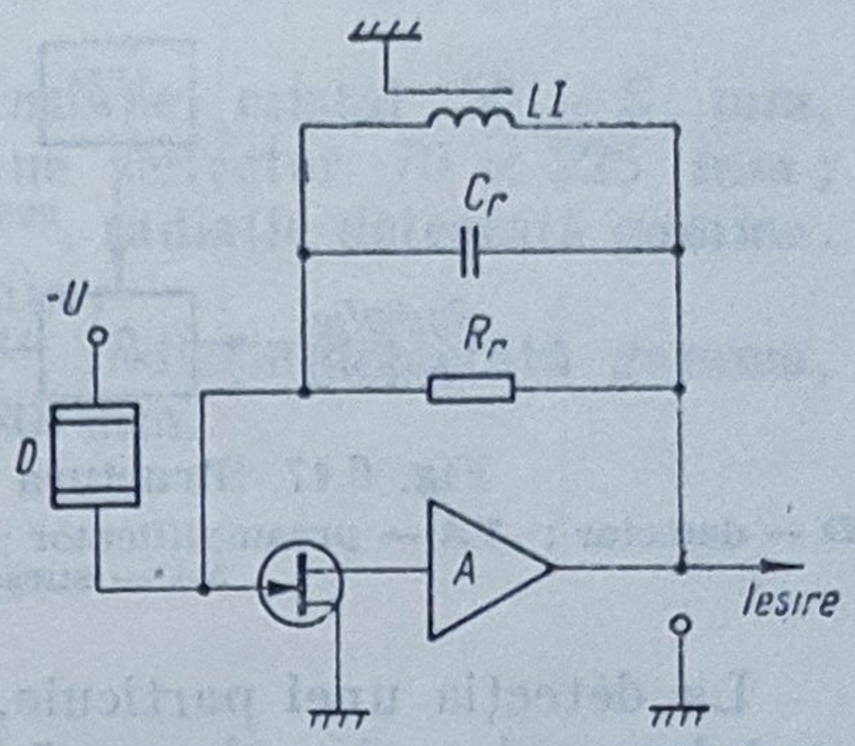


Fig. 6.46. Schema de principiu a unui preamplificator pentru detectorul de radiații nucleare cu ieșire în impuls.

Tabelul 6.9

Performanțele optime ale unui detector semiconductor cu strat de barieră la suprafață

Rezistivitate (cristal tip *n*)	Tensiune de polarizare	Adîncimea regiunii de sarcină spațială	Timp de colectare	Rezoluție nucleară
150 Ω·cm	300 V	110 μm	$5 \cdot 10^{-10}$ s	0,5%
15 000 Ω·cm	100 V	1 000 μm	$5 \cdot 10^{-8}$ s	0,5%
1 500 Ω·cm	30 V	120 μm	$5 \cdot 10^{-9}$ s	0,25%

Metoda de obținere a detectoarelor NIP este de compensare cu litiu a unei joncțiuni np. Aceste detectoare pot fi utilizate pentru detecția particulelor slab ionizante. Materialele cele mai utilizate pentru construcția detectoarelor semiconductoare sînt Ge și Si.

Detectorii cu joncțiune difuzată au rezistivitate mare, avînd grosimi ale stratului sensibil pînă la 1 mm, iar grosimea este limitată de rezistivitatea materialului.

Detectorii cu strat de barieră de suprafață au grosimi limitate de rezistivitatea materialului pînă la 2 mm și prezintă o înaltă rezoluție.

6.6.4. Adaptoare specifice traductoarelor de radiații nucleare

Pentru utilizarea semnalului electric dat de detectorul de radiații este necesară amplificarea acestuia. Cerința principală a preamplificatorului este realizarea unei foarte mari impedanțe de intrare (majoritatea sînt preamplificatoare de sarcină). În acest scop detectorul de radiații D se leagă în intrarea unui FET, ca în figura 6.46. Rezistența R_r se alege mare ($> 10^9$ Ω), iar capacitatea C_r mică.

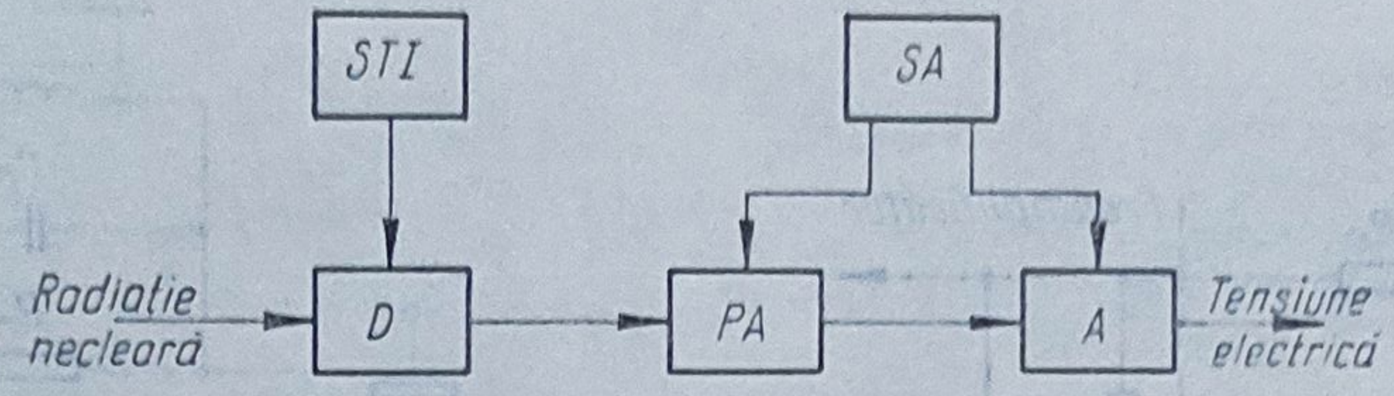


Fig. 6.47. Structura traductorului de radiații nucleare ;
D — detector ; *PA* — preamplificator ; *A* — amplificator ; *STI* — sursă de înaltă tensiune ; *SA* — sursă de tensiune de alimentare.

La detecția unei particule, capacitatea echivalentă C_s (fig. 6.45) se încarcă brusc și apoi se descarcă lent pe o rezistență mare ($\approx R_s \parallel R_r$) pînă la momentul $t = T$ (T este întîrzierea introdusă de linia de întîrziere LI), cînd se descarcă brusc pe o rezistență mică. T trebuie să fie mai mare decît timpul de colectare a sarcinii în detector. După preamplificator semnalul este introdus într-un amplificator (fig. 6.47) care furnizează la ieșire un semnal electric (tensiune sau curent) proporțional cu pierderea de energie a particulei în detector. Pentru aceasta este necesară integrarea impulsurilor obținute la ieșirea detectorului (constanta RC mare). Detalii pentru construcția amplificatoarelor și preamplificatoarelor pentru detectoarele de radiații nucleare sînt date în [6.10].

6.7. Exemple de tipuri industriale de detectoare nucleare

Tabelul 6.10

Camerele de ionizare ND-1 000, ND-1 001, ND-1 006 și ND-1 007 (Metrimpex — R. P. Ungară)

Tipul	Volumul sensibil cm^3	Radiația și mediul	Sensibilitatea	Forma
ND 1000	1 250	foton-aer	IpA la 80 μGy/h	sferică
ND 1001	20	foton-aer	IpA la 6 mGy/h	sferică
ND 1006	0,25	^{60}Co-apă + aer	IpA la 6 mGy/h	sferică
ND 1007	10 000	foton-aer	IpA la 10 μGy/h	sferică

Se definește energia dozei (D) : $D = \frac{dE}{dm}$ cu unitatea Gray ; 1 Gy = 1 J/kg

Detectori cu scintilație

ND-488 — energia radiației 60 keV—3 keV, dimensiunea detectorului 30 × 1 500 mm ;

ND-425 — cristal scintilator NaI(T1), dimensiunea cristal 50 × 50 mm, radiație detectată gamma, dimensiune detector 70 × 225 mm ;

ND-425 — cristal scintilator NaI(T1), dimensiune cristal 50 × 5 mm, radiație detectată beta, dimensiune detector 70 × 225 mm;
ND-481 — sensibilitate 21 puls/s-1pA/kg Ra^{226}, radiație detectată gamma, dimensiune detector 30 × 1 500 mm;
ND-483 — sensibilitate 40 puls/s 1pA/kg Ra^{226}, radiație detectată gamma, dimensiunea detectorului 120 × 380 mm.

Bibliografie

1. *Norton J. K.* **Handbook of Transducers for Electronic Measuring Systems,** Prentice-Hall, 1969.
2. *Dima I, Licea I.* **Fenomene fotoelectrice în semiconductori și aplicații,** Ed. Academiei, 1980.
3. *Popescu M. ș.a.* **Aplicații ale laserilor,** Ed. Tehnică, 1979.
4. *Sterian P.* **Transmisia optică a informației,** Ed. Tehnică, 1981.
5. * * * **Componente electrionice semiconductoare.** Catalog ICCE, 1980.
6. * * * **Optoelectronics Semiconductors.** Data Book 1975/76, Siemens.
7. * * * **Optoelectronics Designer's Catalog** 1980, Hewlett Packard.
8. * * * **Tubes électro-optiques et photo-détecteurs,** RTC 1974/75.
9. *Dinculescu P.* **Surse de lumină. Lămpi cu incandescență.** Tipografia I.P.B. 1975.
10. *Pătrulescu M.* **Electronică nucleară,** Ed. Academiei 1972.
11. *Poenaru, D. N., Vilcov N.* **Măsurarea radiațiilor nucleare cu dispozitive semiconductoare,** Ed. Academiei 1967.
12. *Ciorăscu F., Oncescu M.* **Detectarea și măsurarea radiațiilor nucleare,** Ed. Academiei 1964.
13. Catalog: **Nuclear and Scientific Equipment** — METRIMPEX, Budapest.

Capitolul 7

Traductoare pentru mărimi geometrice

7.1. Noţiuni fundamentale

Prin *deplasare* se înţelege o mărime care caracterizează schimbările de poziţie ale unui corp sau ale unui punct caracteristic faţă de un sistem de referinţă. *Poziţia* reprezintă localizarea spaţială a punctului sau a corpului în raport cu sistemul de referinţă. Separarea spaţială dintre două puncte reprezintă *distanţa* dintre cele două puncte. Situarea la foarte mică distanţă a unui corp (punct) faţă de un reper fix poartă numele de *proximitate*. Deplasările pot fi *liniare*, cînd corpul (punctul caracteristic) efectuează o mişcare de translaţie şi sînt reprezentate de un vector a cărui direcţie rămîne aceeaşi pe tot timpul mişcării, sau *unghiulare*, cînd corpul (punctul) se roteşte şi sînt reprezentate de unghiul dintre doi vectori coplanari, dintre care unul de regulă reprezintă referinţa. Deplasarea simultană (liniară sau circulară) a unui punct pe diferite axe în raport cu un sistem de coordonate poartă numele de *traiectorie*; traiectoriile pot fi plane sau spaţiale. Măsurarea distanţelor şi unghiurilor (mărimilor geometrice) între diferite puncte fixate pe un corp permite precizarea *dimensiunilor* corpului. În categoria măsurărilor de mărimi geometrice se pot include şi măsurările de *rectiliniaritate* (abaterea faţă de o direcţie de referinţă), de *planeitate* (abaterea faţă de o suprafaţă de referinţă), de *rugozitate* (aprecierea abaterilor dimensionale ale suprafeţei unui corp în raport cu o cotă de referinţă).

Unitatea de măsură pentru deplasările liniare este metrul (m) cu submultiplii: milimetru (mm) şi micron (μ). Pentru deplasări unghiulare se foloseşte gradul (°) (sexazecimal), cu submultiplii minutul şi secunda, sau radianul (rad).

Esenţială în determinarea valorilor mărimilor semnalate este măsurarea deplasărilor liniare sau unghiulare; de asemenea, aceste deplasări permit măsurarea mai multor mărimi la care efectul se materializează prin modificarea poziţiei unui punct (suprafaţă, corp) în raport cu un sistem de referinţă: de exemplu, presiuni, forţe, nivel, temperaturi, etc.; de regulă, acestea sînt caracterizate prin deplasări mici. De aceea, dată fiind şi diversitatea elementelor sensibile, este rezonabil ca traductoarele de deplasare să fie grupate în funcţie de domeniul de măsură. Se vor trata în detaliu următoarele categorii de traductoare:

— pentru deplasări liniare mici (pînă la ordinul sutelor de milimetri);

— pentru deplasări unghiulare ;
— pentru deplasări liniare mari (de ordinul metrilor şi zecilor de metri);
— pentru proximitate ;
— pentru controlul activ al mărimilor geometrice.

O problemă specifică traductoarelor de deplasare se referă la asocierea acestora cu sistemele de cuplare la mărimea de măsurat, care pot fi atît liniare, cît şi (mai ales) rotative. Din acest punct de vedere se deosebesc variante de măsurare directă (deplasare liniară prin translaţie ; deplasare unghiulară prin rotaţie) şi variante de măsurare indirectă (de exemplu, deplasare unghiulară pentru caracterizarea unei deplasări liniare).

7.2. Traductoare pentru deplasări liniare mici

Aceste traductoare sînt destinate în primul rînd conversiei intermediare a unor mărimi a căror variaţie se materializează, prin sisteme mecanice, în deplasări liniare mici. Domeniul acoperit este de ordinul 10^{-2}—10^{2} mm (rareori peste 100 mm). Cele mai răspîndite sînt cele parametrice : de tip inductiv, de tip capacitiv şi de tip rezistiv.

7.2.1. Traductoare inductive pentru deplasări liniare mici

Din punct de vedere constructiv, aceste traductoare sînt prevăzute cu elemente sensibile de două tipuri : cu modificarea inductanţelor proprii sau mutuale prin deplasarea unui miez mobil şi cu modificarea întrefierului.

Elemente sensibile inductive cu miez mobil. În varianta de bază (fig. 7.1) elementul sensibil este constituit dintr-o bobină B de lungime l, în interiorul căreia se deplasează un miez feromagnetic M, sub acţiunea mărimii de măsurat x ; această deplasare provoacă o variaţie a inductanţei proprii a bobinei L, de forma celei din figura 7.2.

Se constată că se obţine o caracteristică statică pronunţat neliniară, datorită cîmpului magnetic neomogen creat în bobină. În plus, apar forţe

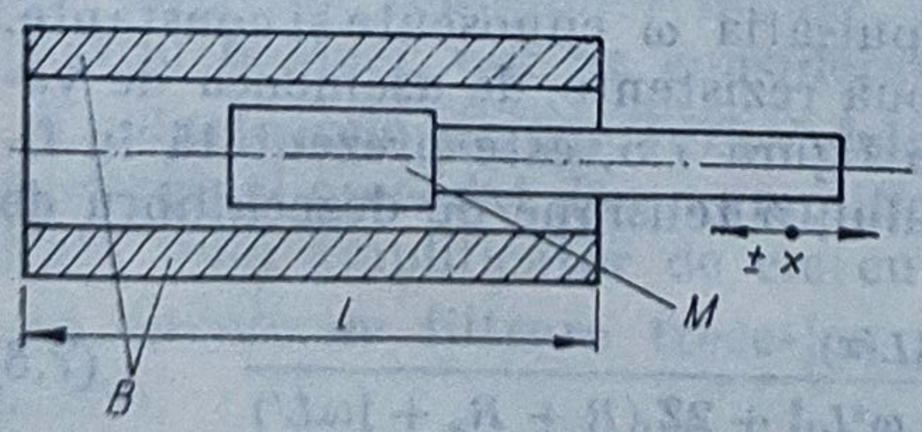


Fig. 7.1. Element sensibil inductiv cu miez mobil.

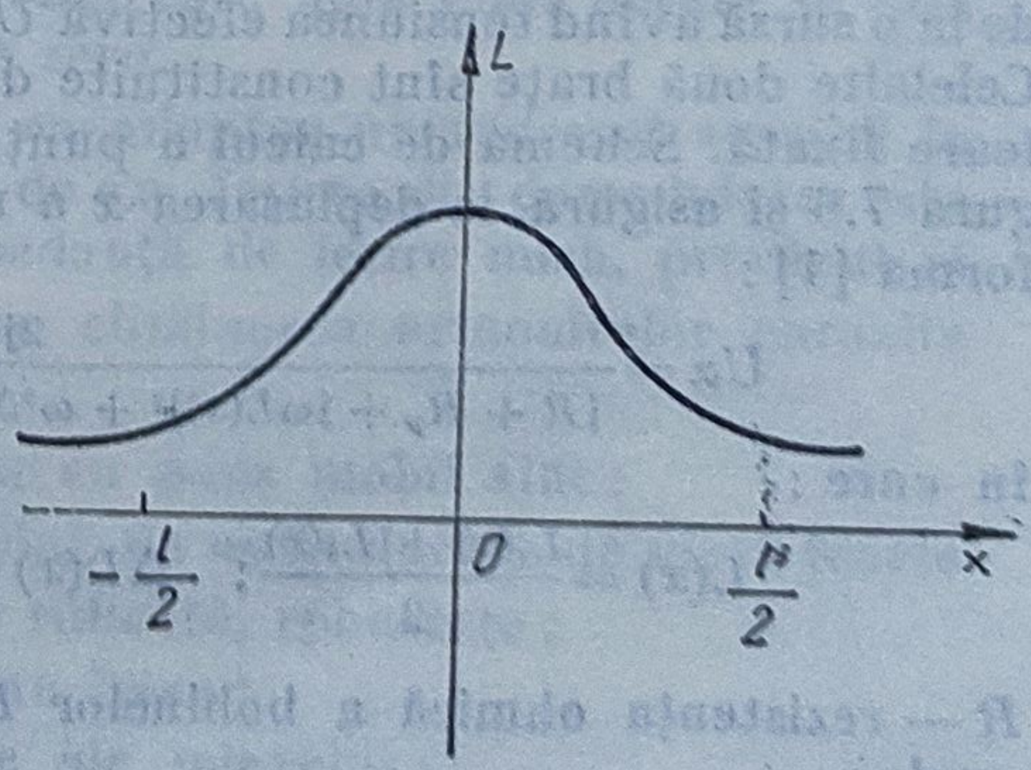


Fig. 7.2. Variaţia inductanţei la un element sensibil inductiv.

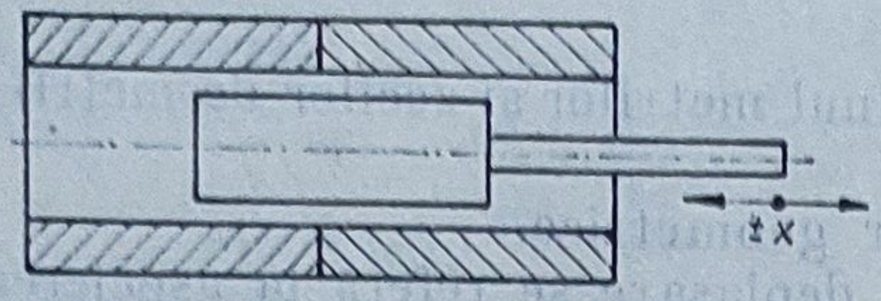


Fig. 7.3. Element sensibil inductiv în variantă diferențială.

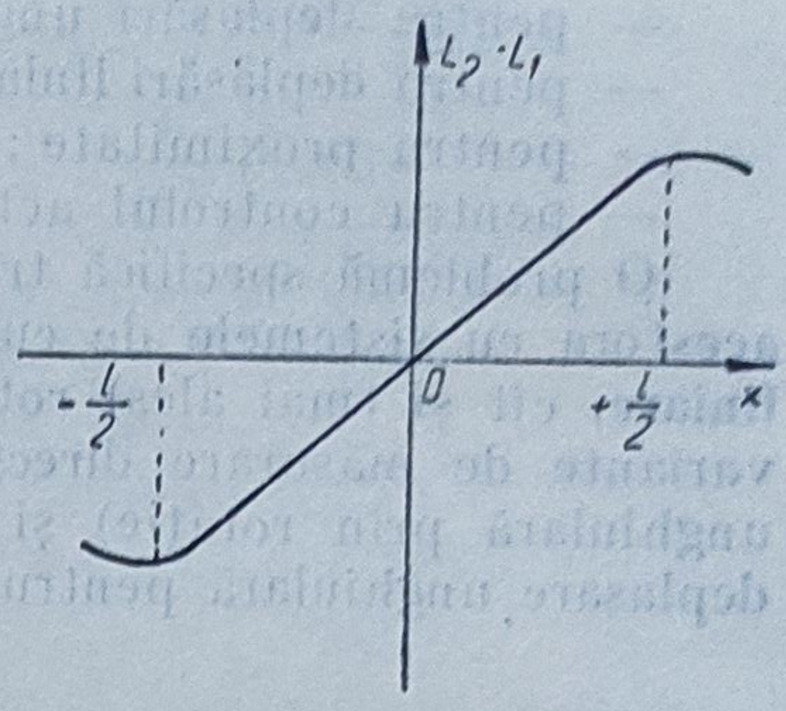


Fig. 7.4. Caracteristică statică la elementul sensibil inductiv diferențial.

parazite de atracție ce influențează asupra miezului în deplasare, care pot fi eliminate în varianta diferențială (fig. 7.3), la care se utilizează două bobine, în interiorul cărora se deplasează miezul mobil (la poziția 0 — de referință — miezul fiind introdus în mod egal în cele două bobine). Varianta diferențială permite ameliorări și în ce privește sensibilitatea, iar caracteristica statică este mult mai liniară (fig. 7.4).

Principiul de funcționare se bazează pe modificarea reluctanțelor circuitelor de închidere a fluxurilor și respectiv pe modificarea inductanțelor proprii ale celor două bobine :

$$L_1 \approx N_1^2 G_1(x)$$
$$L_2 \approx N_2^2 G_2(x) \tag{7.1}$$

aproximarea datorîndu-se faptului că reluctanța variază neliniar cu x.

Dacă cele două bobine sînt alimentate de la o sursă de tensiune sinusoidală, relațiile (7.1) permit să se exprime variațiile impedanțelor Z_1 și Z_2. În concluzie, deplasarea miezului mobil față de poziția de echilibru are ca efect final apariția unei diferențe de impedanțe :

$$\Delta Z = Z_1 - Z_2 \tag{7.2}$$

Punerea în evidență a variației ΔZ se poate face prin conectarea bobinelor în brațele adiacente ale unei punți de impedanțe (fig. 7.5) alimentată în c.a. de la o sursă avînd tensiunea efectivă U_{ef} și pulsația ω cunoscute și constante. Celelalte două brațe sînt constituite din două rezistențe, de asemenea de valoare fixată. Schema de calcul a punții din figura 7.5, este prezentată în figura 7.6 și asigură, la deplasarea x a miezului, o tensiune de dezechilibru de forma [1] :

$$U\alpha = \frac{2j\omega R_p \Delta L(x)}{[R + R_p + j\omega L(x)]^2 + \omega^2 \Delta L^2 + \omega^2 L_{12}^2 + 2Z_i(R + R_p + j\omega L')} \tag{7.3}$$

în care :

$$L(x) = \frac{L_1(x) + L_2(x)}{2}; \quad \Delta L(x) = \frac{L_1(x) - L_2(x)}{2}; \quad L' = L - L_{12}$$

R — rezistența ohmică a bobinelor L_1, L_2 ; L_{12} — impedanța mutuală de cuplaj.

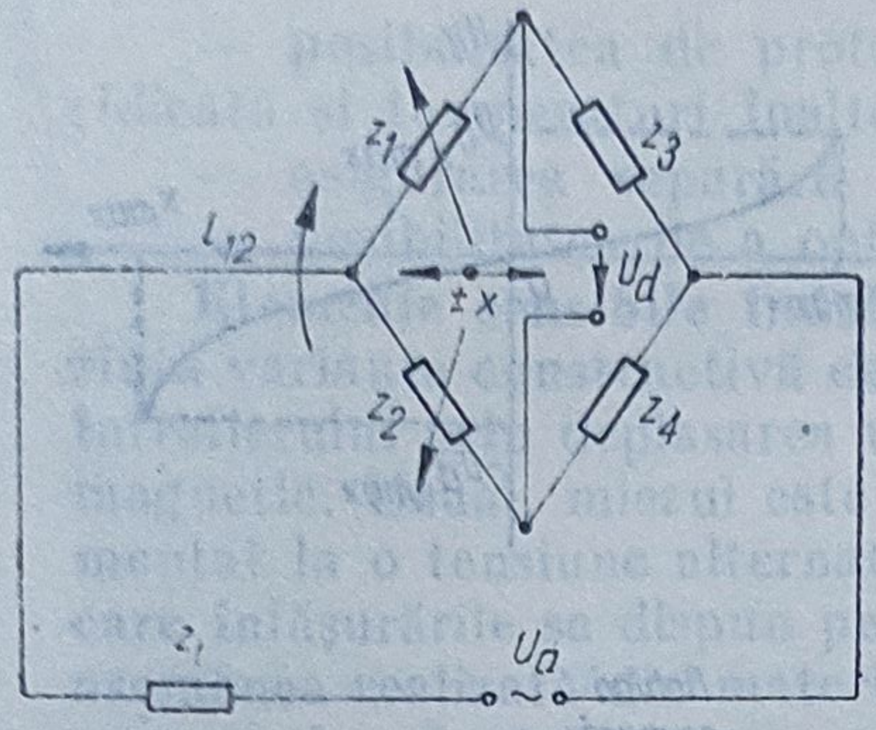


Fig. 7.5. Adaptor pentru traductor inductiv diferențial.

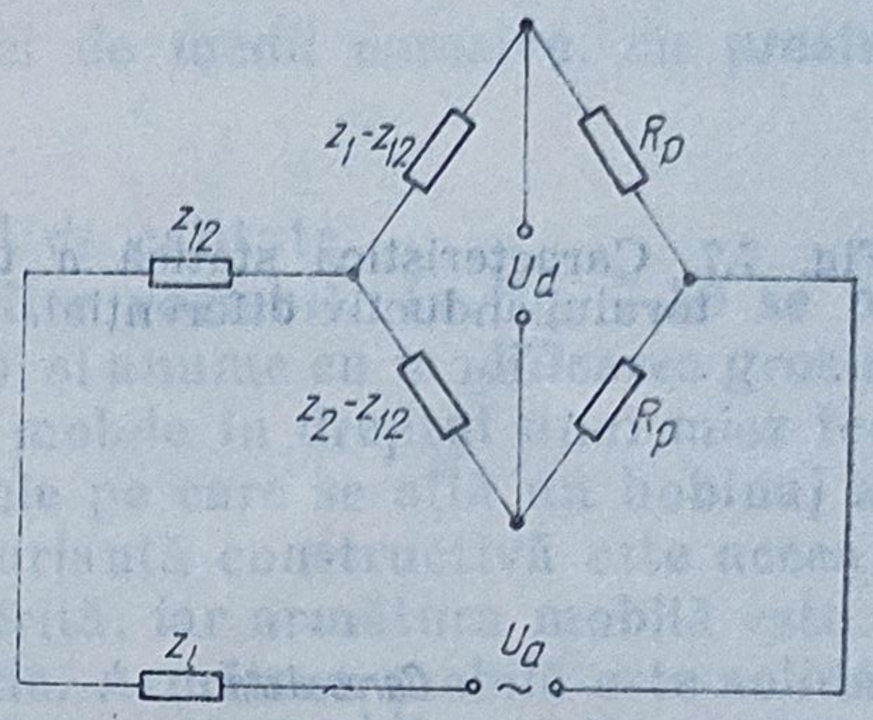


Fig. 7.6. Schema de calcul a punții adaptorului.

Din (7.3) se poate constata că tensiunea de dezechilibru este o mărime complexă caracterizată prin modul și fază, faza indicînd sensul de deplasare a miezului mobil. Variația $U_{dr} = f(x)$, unde U_{dr} este tensiunea la ieșirea unui redresor sensibil la fază care primește la intrare tensiunea de dezechilibru U_d, are aspectul din figura 7.7 Domeniul maxim pentru traductoare inductive cu astfel de elemente sensibile este uzual $\pm$ 100 mm. În funcție de caracteristicile magnetice ale miezului, frecvența tensiunii de alimentare se alege în zona sute de Hz pînă la 5kHz.

O variantă asemănătoare cu cea prezentată anterior este aceea la care bobinele din montajul diferențial constituie secundarul unui transformator. Traductoarele realizate cu un astfel de element sensibil se numesc *transformatoare diferențiale liniare variabile* (TDLV).

Elementul sensibil este compus dintr-o bobină primară și două bobine secundare plasate simetric într-o capsulă cilindrică (fig. 7.8). În interiorul bobinei se află un miez magnetic deplasabil pe distanța x, care asigură închiderea fluxului magnetic.

Cînd bobina primară este alimentată de la o sursă externă de c.a., în bobinele secundare se induc tensiuni. Întrucît bobinele secundare sînt legate în sens contrar, tensiunile induse sînt în opoziție de fază. Astfel, la ieșire se obține diferența tensiunilor induse. Diferența este nulă cînd miezul se află în centrul bobinei, poziție considerată de zero.

Traductoarele de tip TDLV folosesc ca adaptor un redresor sensibil la fază, eventual precedat de un amplificator de c.a. Ieșirea din demodulator este aplicată unui amplificator de c.c cu impedanță de ieșire mică, prevăzut și cu un circuit de filtrare trece-jos pentru eliminarea armonicelor parazite (fig. 7.9).

Performanțele specifice traductoarelor cu miez mobil sînt :

— lipsa frecărilor la deplasarea miezului, de unde durata de viață foarte mare, moment de inerție redus, fiabilitate ridicată, robustețe ;

— rezoluție și reproductibilitate foarte bune ;

— insensibilitate la deplasări radiale ale miezului ;

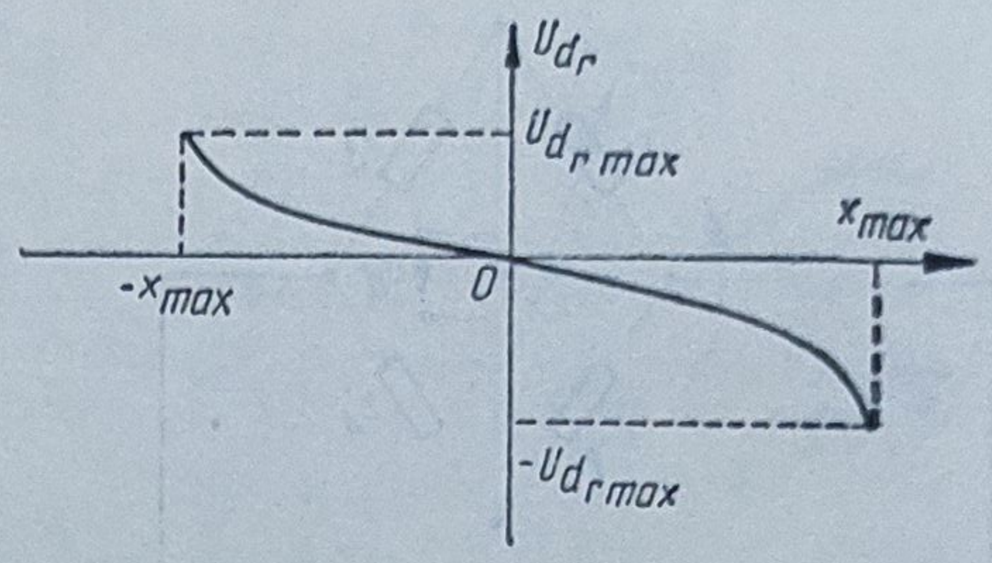


Fig. 7.7. Caracteristica statică a traductorului inductiv diferențial.

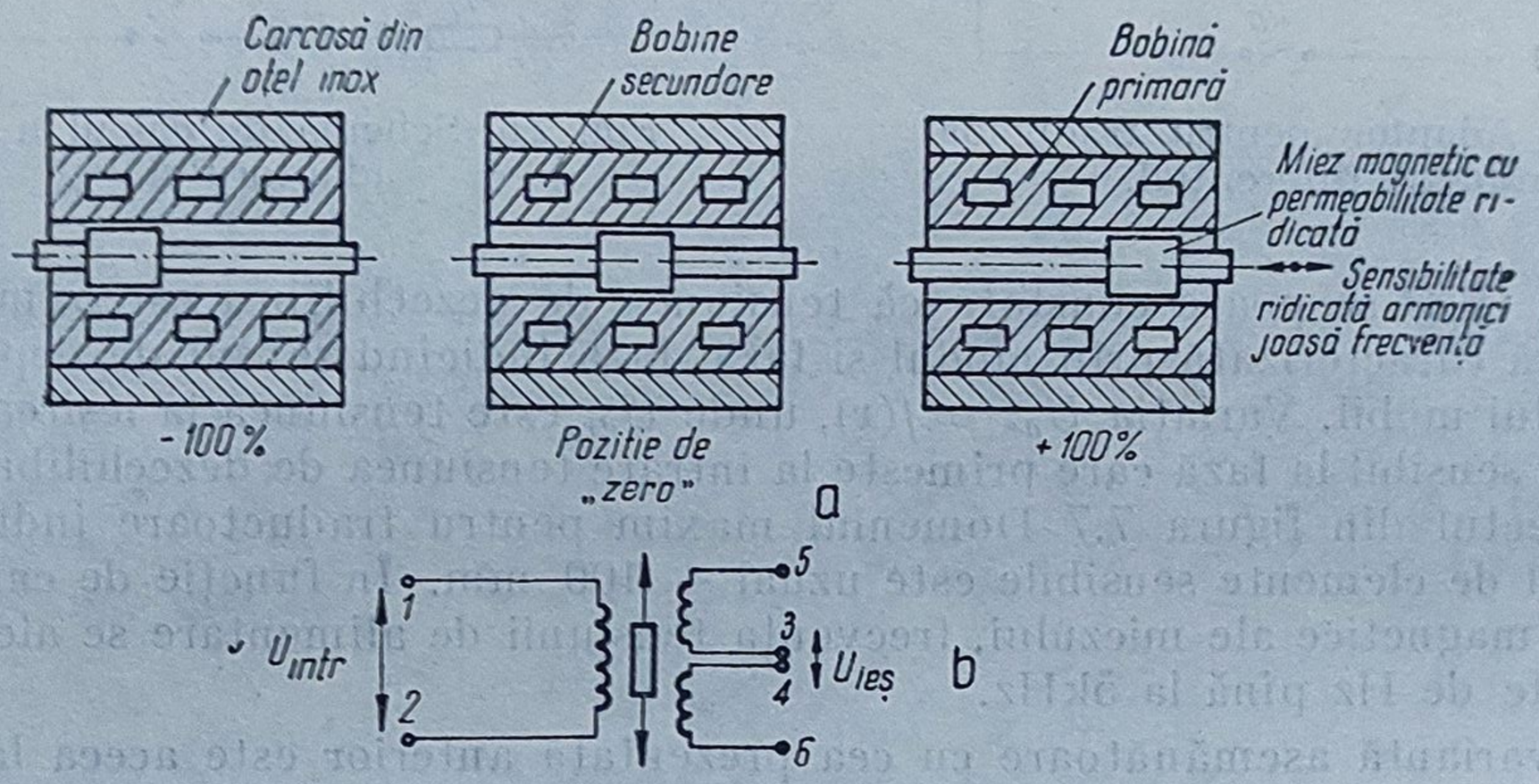


Fig. 7.8. Element sensibil de tip TDLV :
a — schemă constructivă ; *b* — schemă de conexiuni.

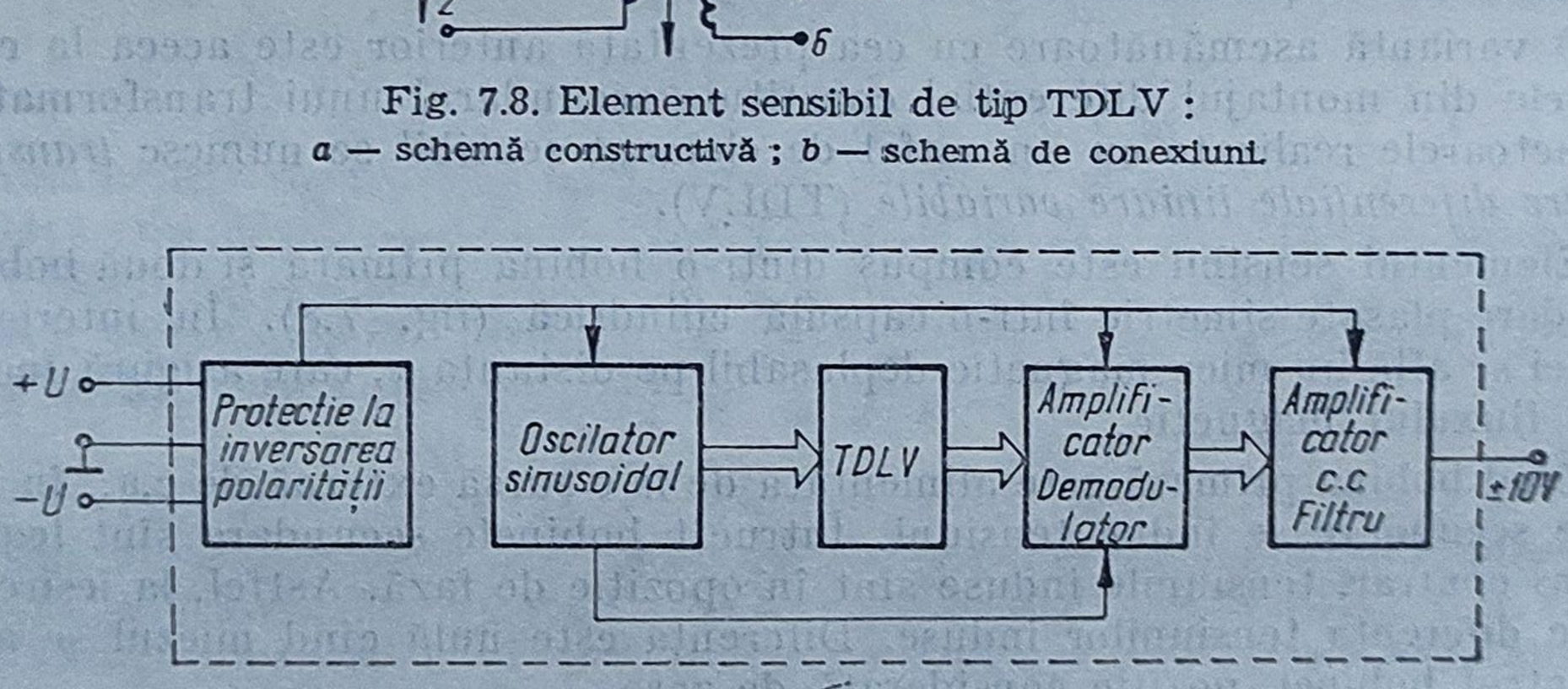


Fig. 7.9. Adaptor pentru un element sensibil de tip TDLV.

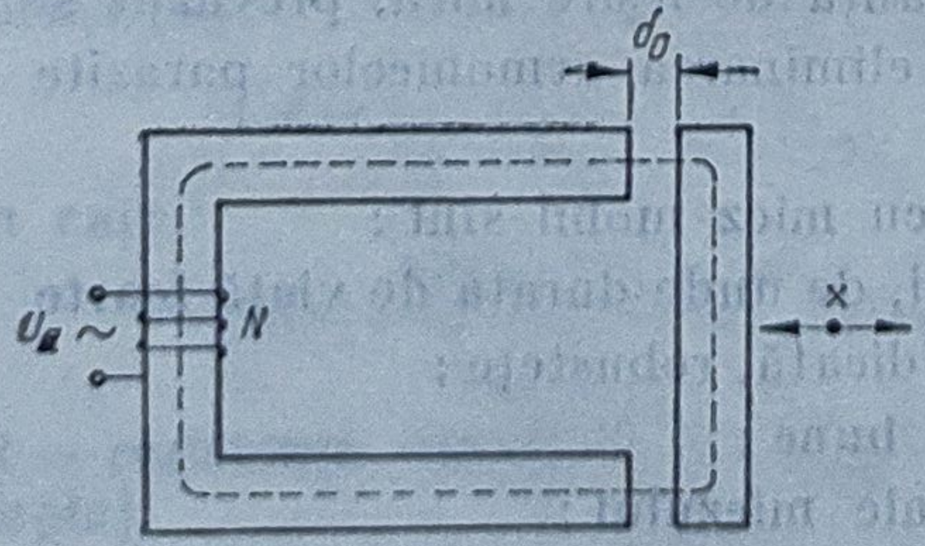


Fig. 7.10. Element sensibil inductiv cu modificarea întrefierului.

— posibilitatea de protecţie a bobinei de medii corosive, cu presiune ridicată şi temperaturi înalte, etc. ;

— asigurarea separării galvanice ;

— posibilitatea de a optimiza factorul de calitate.

Elemente sensibile inductive cu întrefier variabil. În fig. 7.10 se prezintă varianta constructivă de bază (simplă), şi anume cu modificarea grosimii întrefierului prin deplasarea unei armături mobile în dreptul unui miez feromagnetic. Uzual, miezul este format din tole pe care se află un bobinaj alimentat la o tensiune alternativă. O altă variantă constructivă este aceea la care înfăşurările se dispun pe miezuri de ferită, iar armătura mobilă este de asemenea realizată din material feromagnetic. Armătura mobilă este solidară cu corpul a cărui deplasare se măsoară. Prin variaţia fluxului, determinată de variaţia reluctanţei circuitului magnetic, variază şi inductanţa, după formula :

$$L = \frac{N^2}{\sum_{k=1}^{m} \frac{l_k}{\mu_k S_k}} \tag{7.4}$$

unde N — numărul de spire, l_k — lungimea circuitelor magnetice, S_k — suprafeţele de închidere a fluxurilor magnetice ; μ_k — permeabilităţi magnetice.

Pentru schema din figura 7.10 se obţine :

$$L = \frac{N^2}{\frac{l_m}{\mu_0 \mu_r S_{Fe}} + \frac{2(\delta_0 \pm x)}{\mu_0 S_a}} = \frac{K_1}{K_2 + (\delta_0 \pm x)} \tag{7.5}$$

unde x reprezintă creşterea, respectiv micşorarea întrefierului faţă de cel din poziţia de referinţă δ_0.

Relaţia (7.5) evidenţiază o variaţie neliniară, cu atît mai accentuată cu cît domeniul de variaţie al întrefierului este mai mare.

O ameliorare a liniarităţii, cu sensibilitate sporită, se obţine cu montajul diferenţial din figura 7.11 *a*, avînd o caracteristică de ieşire de tipul celei din figura 7.11, *b*.

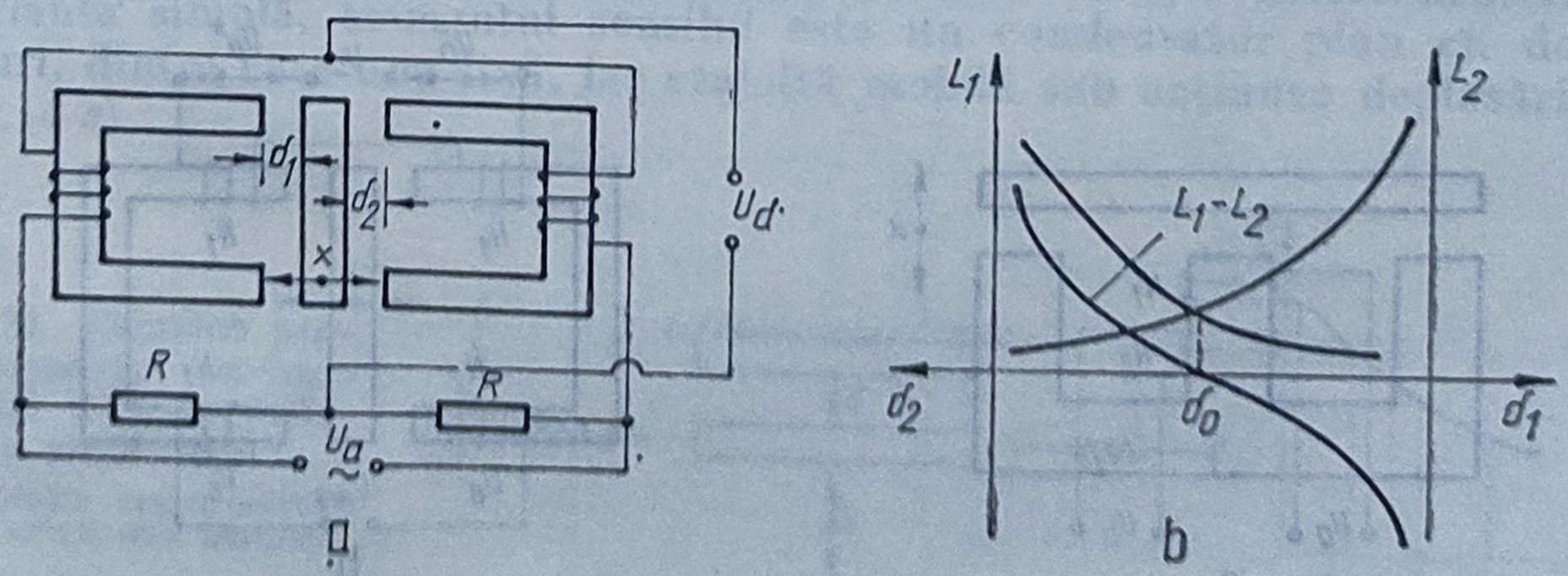


Fig. 7.11. Element sensibil cu modificarea întrefierului, varianta diferenţială :
a — schemă de montaj ; *b* — caracteristici statice.

Într-adevăr, considerînd :

$$\delta_1 = \delta_0 - x\,;\ \delta_2 = \delta_0 + x$$

în montajul în punte din figura 7.11, *a* se obține tensiunea de dezechilibru :

$$U_{dez} \approx K_p U_a R(L_1 - L_2)\omega = k\omega\Delta L \qquad (7.6)$$

Întrucît variația de impedanță este :

$$|Z + \Delta Z| = \sqrt{R^2 + (L + \Delta L)^2\omega^2} \qquad (7.7)$$

R trebuie să fie relativ mic, pentru ca variația relativă de inductanță să determine o variație aproximativ egală de impedanță. Din păcate, la aceste elemente sensibile nu pot fi satisfăcute simultan condițiile de liniaritate și cele de sensibilitate, soluția de compromis fiind : pentru $\frac{\Delta L}{L} = 0{,}1 \div 0{,}3$ se recomandă o variație a întrefierului $\frac{\Delta\delta}{\delta_{max}} = 0{,}3 \div 0{,}4$ [5].

Un alt aspect important pentru obținerea unei bune sensibilități constă în obținerea unui factor de calitate $Q = \mathrm{Im}\,Z/\mathrm{Re}\,Z$ cît mai bun [3].

Elementele sensibile cu modificarea întrefierului se pot construi și ele în variante de tip transformator, atît simple (fig. 7.12, *a*), cît și diferențiale (fig. 7.12, *b*).

Pentru prima situație tensiunea de ieșire în secundar va fi de forma :

$$U_s = k(\delta)\frac{N_2}{N_1}U_p \qquad (7.8)$$

unde $k(\delta)$ reprezintă factorul de cuplaj, dependent de deplasarea x. La varianta diferențială tensiunea de ieșire este

$$U_{ies} = U'_s - U''_s = k(\delta_{0f} + x)\frac{N_2}{N_1}U'_p - k(\delta_0 - x)\frac{N_2}{N_1}U'_p = 2kx\frac{N_2}{N_1}U'_p \qquad (7.9)$$

unde δ_0 reprezintă întrefierul corespunzător poziției de zero, iar Δx — deplasarea armăturii ce modifică întrefierul.

În ceea ce privește adaptorul, transformatorul diferențial cu modificarea întrefierului poate fi cuplat cu etaje de tip amplificator/redresor, dar mai

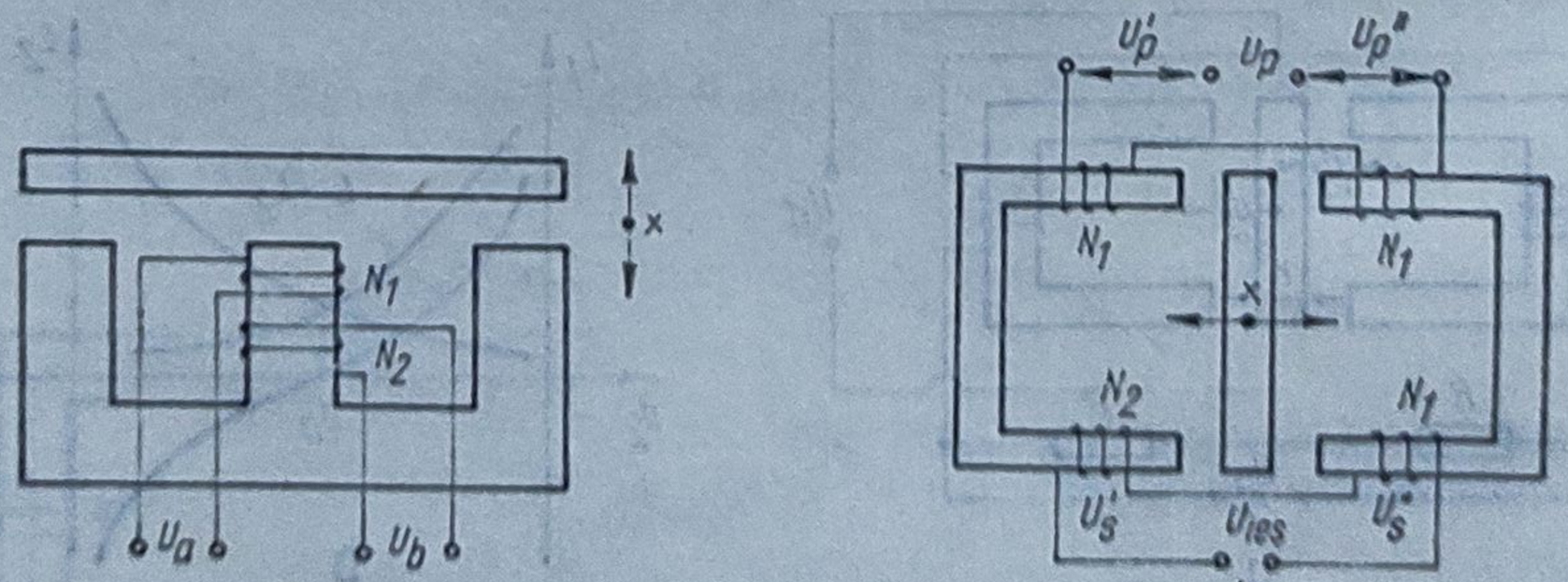


Fig. 7.12. Elemente sensibile cu modificarea întrefierului, de tip transformator :
a — variantă simplă ; *b* — variantă diferențială.

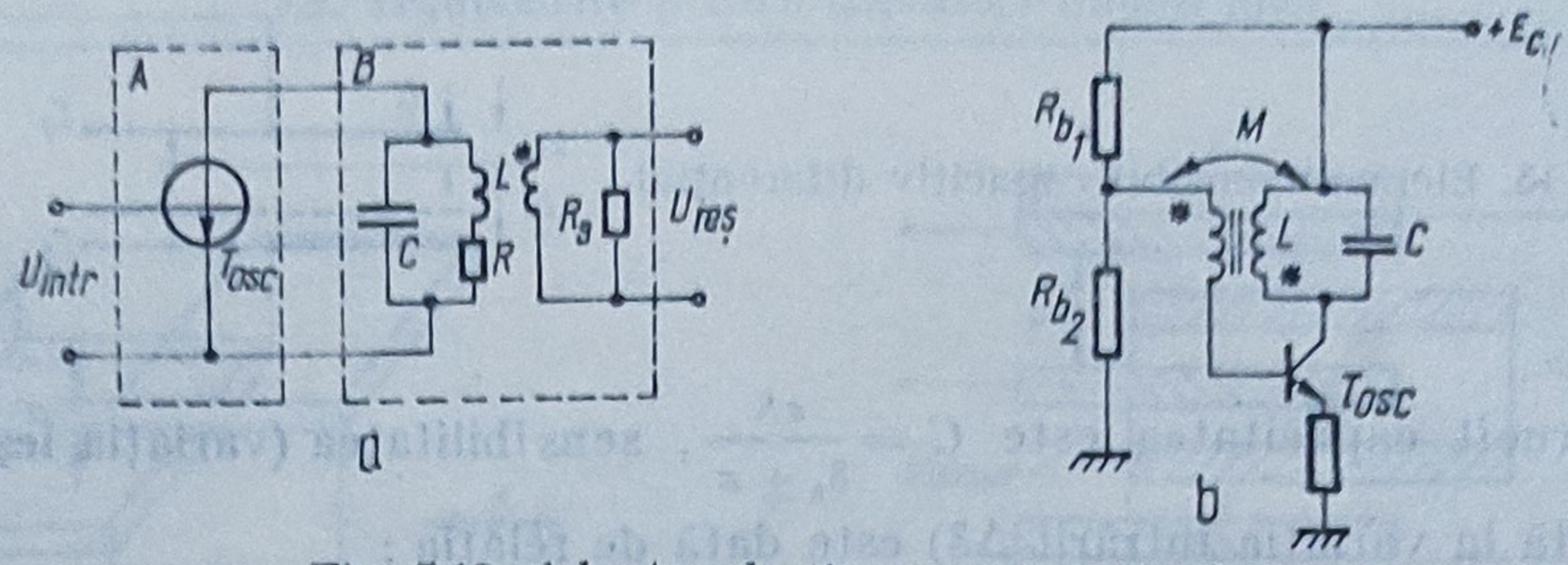


Fig. 7.13. Adaptor de tip circuit oscilant :
a — schemă de principiu ; *b* — schemă electrică.

frecvent se utilizează un montaj de tip oscilator cu cuplaj magnetic, realizat dintr-un amplificator (A) și un cuadripol de reacție (B) de tip circuit oscilant acordat (fig. 7.13).

Schema de principiu din figura 7.13, *a* poate fi realizată ca în figura 7.13, *b*, avînd tranzistorul T_{osc} cuplat direct prin circuitul acordat LC la colector, cu baza tranzistorului alimentată prin cuplajul magnetic. În funcție de inductanța M a cuplajului, se realizează reacția negativă intrare-ieșire, condiția de amorsare a oscilațiilor fiind $S > CR/M$, unde S este panta tranzistorului T_{osc}, iar R — rezistența totală a circuitului oscilant.

Elementele sensibile de acest tip sînt caracterizate prin gabarit redus, rezoluție foarte bună și robustețe sporită. Principala sursă de erori o constituie modificările caracteristicilor magnetice ale miezului prin îmbătrînire. Domeniul mic (deplasări de ordinul zecilor de microni) le recomandă ca elemente de conversie intermediară în traductoarele de mărimi mecanice bazate pe principiul balanței de forțe (vezi cap. 11).

7.2.2. Traductoare capacitive pentru deplasări liniare mici

Traductoarele de acest tip utilizează ca elemente sensibile condensatoare plane, la care se pot modifica unul din următorii 3 parametrii : distanța dintre armături, suprafața armăturilor și permitivitatea dielectricului.

Elemente sensibile capacitive cu modificarea distanței dintre armături. În varianta simplă, elementul sensibil este un condensator plan cu două armături, dintre care una fixă, iar cealaltă mobilă sub acțiunea deplasării x (fig. 7.14 *a*).

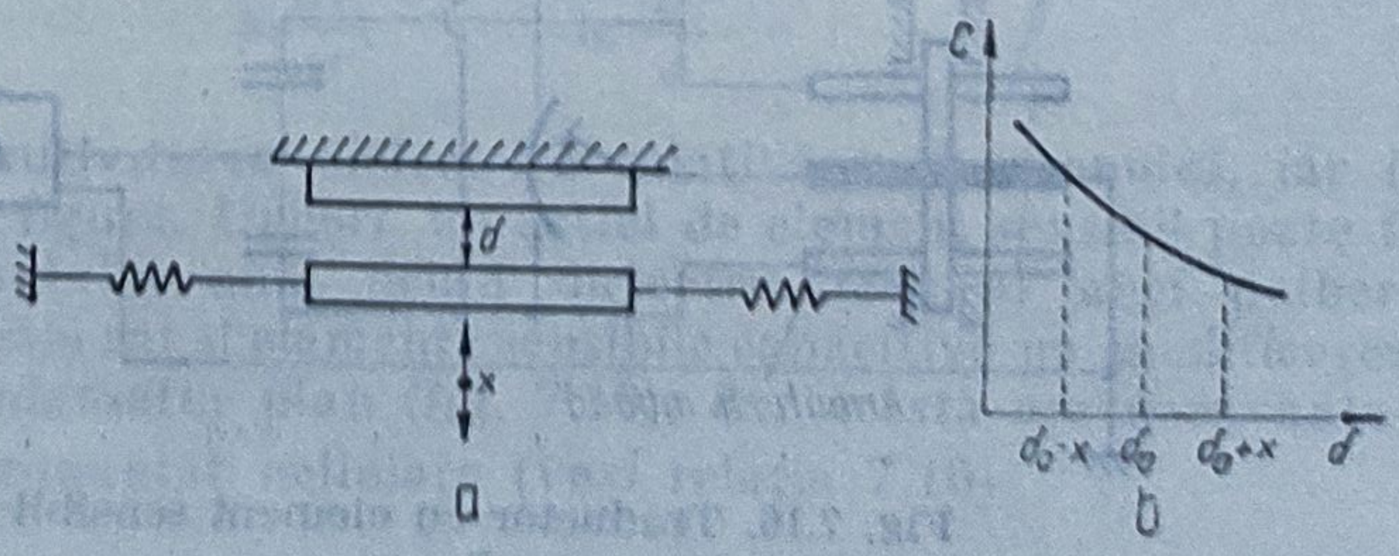


Fig. 7.14. Element sensibil capacitiv cu modificarea distanței dintre armături :
a — soluție constructivă ;
b — carcteristici statice.

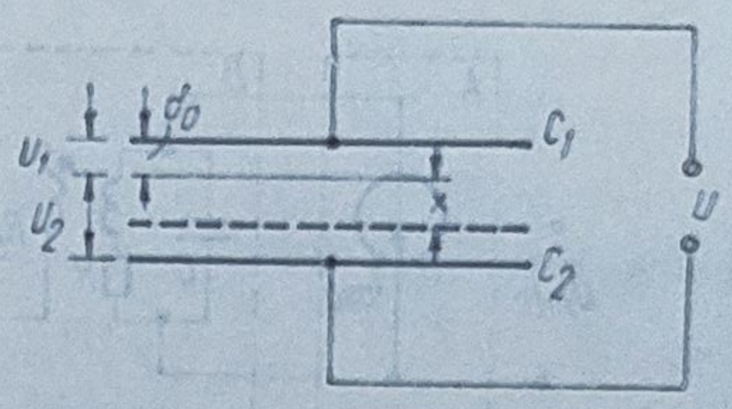


Fig. 7.15. Element sensibil capacitiv diferențial.

Întrucît capacitatea este $C = \frac{\varepsilon S}{\delta_0 \pm x}$, sensibilitatea (variația ieșirii ΔC raportată la variația intrării $\Delta\delta$) este dată de relația :

$$S = \frac{\Delta C}{\Delta \delta} = -\frac{\varepsilon S}{\delta^2} \tag{7.10}$$

iar sensibilitatea relativă

$$S_r = \frac{\frac{\Delta C}{C}}{\Delta \delta} = -\frac{1}{\delta} \tag{7.11}$$

Relația (7.11) indică o variație neliniară, cu sensibilitate sporită la variații mici ale deplasării, de ordinul micronilor (fig. 7.14,*b*).

O mai bună liniaritate se poate obține utilizînd un montaj diferențial (fig. 7.15), care constă din două condensatoare plane avînd o armătură comună (mobilă).

Alimentate cu o tensiune sinusoidală, capacitățile C_1 și C_2 se încarcă cu tensiunile :

$$U_1 = U\frac{\delta_0 + x}{2\delta_0}; \quad U_2 = U\frac{\delta_0 - x}{2\delta_0} \tag{7.12}$$

care scăzute oferă o tensiune

$$U_\alpha = \frac{U}{\delta_0} x \tag{7.13}$$

depinzînd liniar de x.

Schema pentru realizarea conversiei în semnal util (fig. 7.16) conectează capacitățile C_1 și C_2 într-o punte de tip Sauty, avînd în celelalte două brațe capacitățile fixe C_3 și C_4. Puntea este alimentată la o tensiune sinusoidală

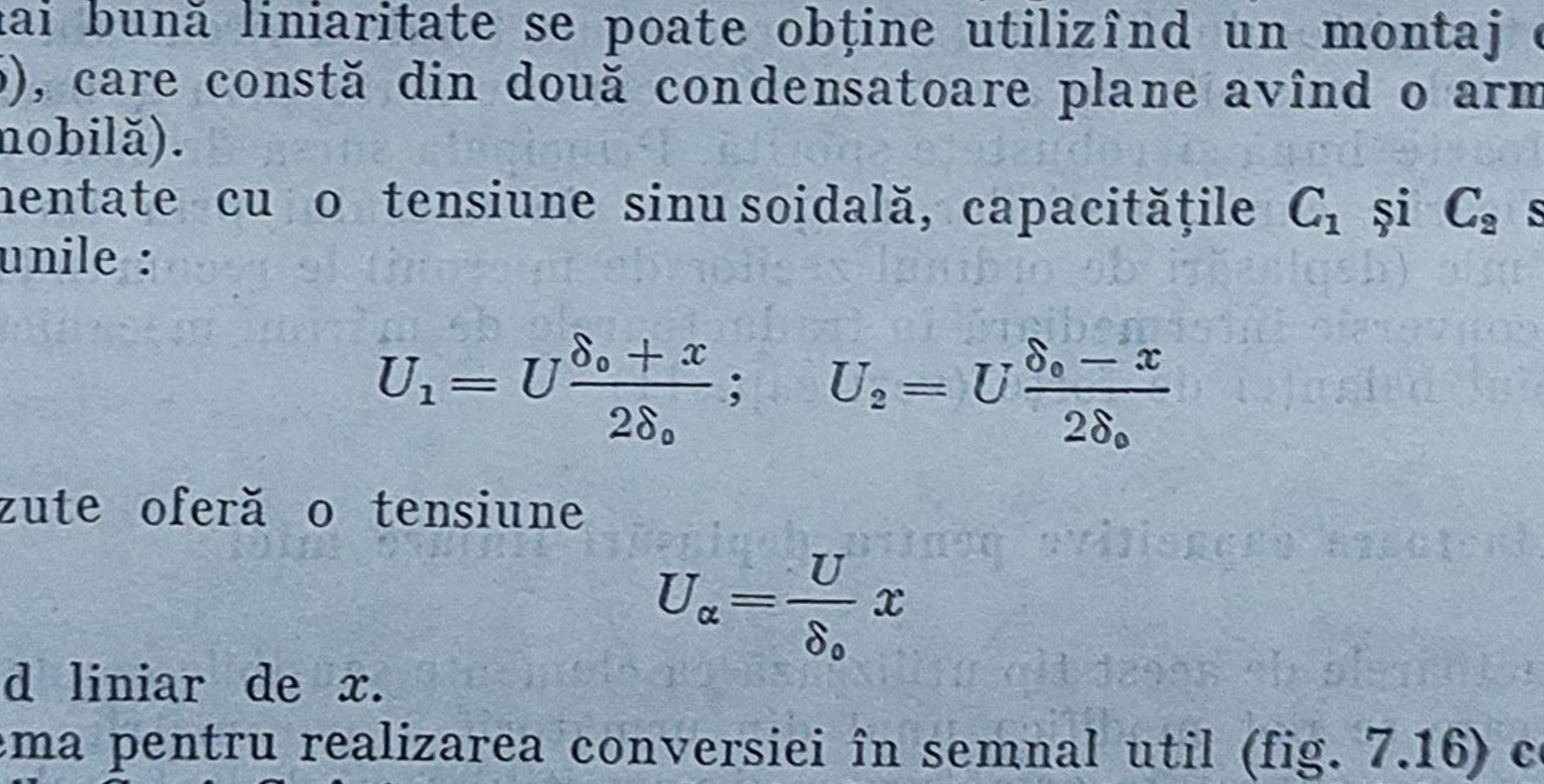


Fig. 7.16. Traductor cu element sensibil capacitiv.

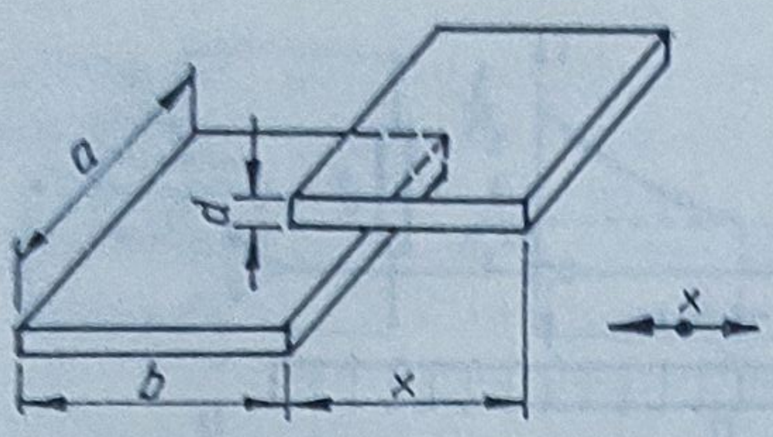


Fig. 7.17. Element sensibil capacitiv cu modificarea suprafeței.

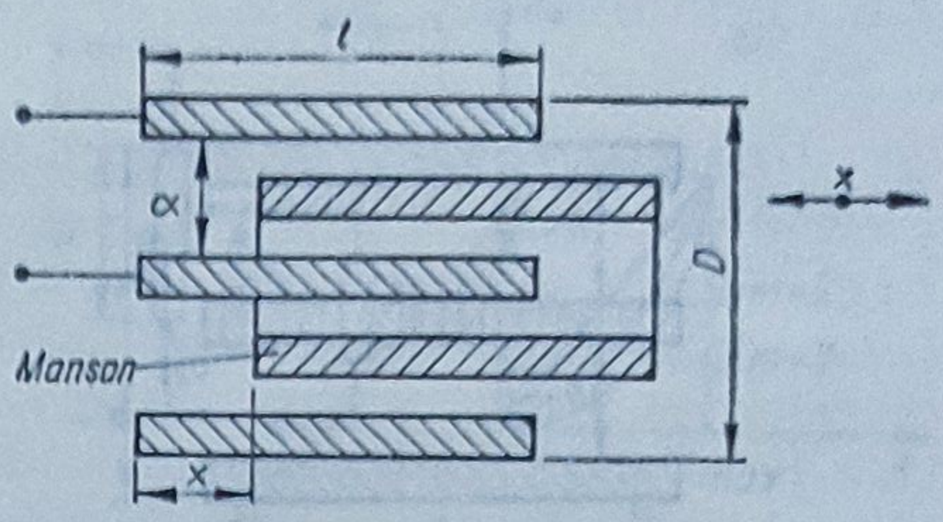


Fig. 7.18. Element sensibil capacitiv cu modificarea dielectricului.

cu frecvența 500—5 000 Hz. Tensiunea de dezechilibru este preluată de un amplificator (A) și de un redresor sensibil la fază RSF. Capacitatea C_a este utilizată pentru modificarea sensibilității punții (acord).

Elemente sensibile capacitive cu modificarea suprafeței. Considerînd fețele unui condensator plan de dimensiuni a, b și notînd cu x deplasarea relativă a unei fețe față de cealaltă (fig. 7.17) se obține o sensibilitate constantă:

$$S = \frac{\Delta C}{\Delta X} = -\frac{\varepsilon a}{d} \tag{7.14}$$

Se constată că o suprafață mai mare și o distanță dintre armături mai redusă măresc sensibilitatea.

Aceste tipuri de elemente sensibile se utilizează însă mai mult la măsurarea deplasărilor unghiulare.

Elemente sensibile capacitive cu modificarea dielectricului. În varianta constructivă de bază (fig. 7.18) un astfel de element sensibil este construit din doi electrozi cilindrici ficși, între care se deplasează un manșon izolator, cu o constantă dielectrică diferită de a aerului, alunecînd cu frecare cît mai redusă.

Schimbarea capacității, datorată deplasării dielectricului, poate fi exprimată prin formula:

$$C = 2\pi \frac{\varepsilon_0 x}{\ln \frac{D}{d}} + \frac{2\pi \varepsilon_0 \varepsilon_r (l - x)}{\ln \frac{D}{d}} \tag{7.15}$$

unde ε_r reprezintă permitivitatea dielectrică relativă a manșonului, iar l, x, D, d sînt marcate în figură. Uneori, un astfel de element sensibil poate fi folosit la măsurarea nivelului unui lichid dielectric (sau al unei pulberi dielectrice). Se întîlnesc mai rar și elemente sensibile capacitive cu modificarea dielectricului de tip condensator plan (fig. 7.19), dar aceasta are dezavantajul unei caracteristici pronunțat neliniare (vezi relația 7.16)

$$C = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_1 S}{h\varepsilon_0 + \delta_s(\varepsilon_1 - \varepsilon_0)} \tag{7.16}$$

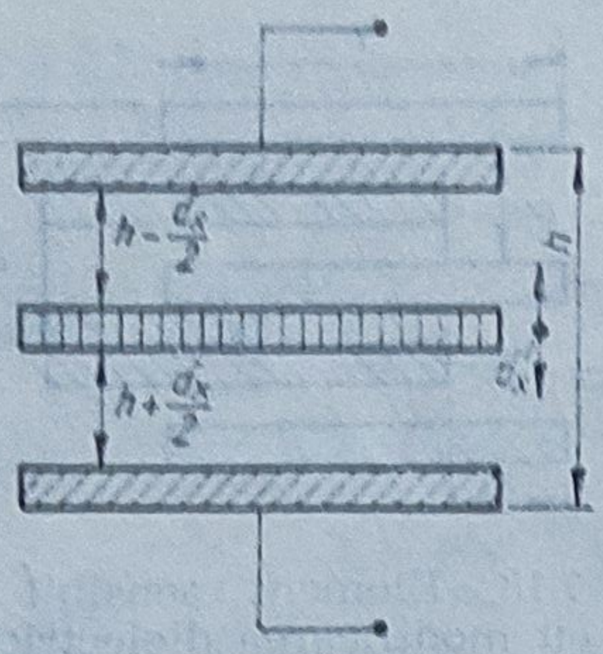


Fig. 7.19. Element sensibil capacitiv cu condensator plan și modificarea dielectricului.

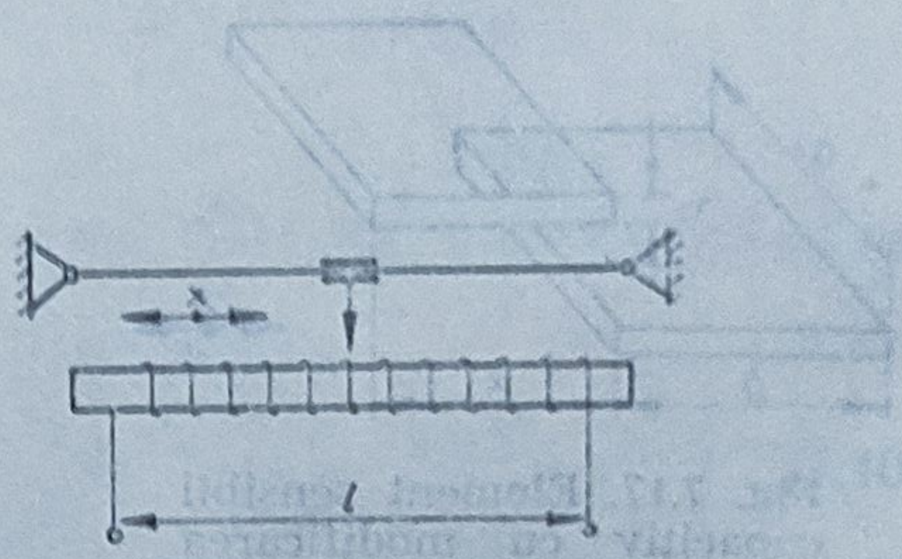


Fig. 7.20. Element sensibil rezistiv pentru deplasări liniare.

Elementele sensibile de tipul celui din figura 7.19 se mai utilizează frecvent la traductoare pentru grosimea unor folii din material izolant, în special, hîrtie, carton.

Trebuie remarcat că orice schemă pentru conversia în semnal util a variației capacității elementelor sensibile necesită un etaj de amplificare cu impedanță mare, deoarece la modificările de capacitate relativ mici (de ordinul 20...200 pF), chiar utilizînd frecvențe ridicate (2...20 kHz) rezultă impedanțe de ieșire $Z=\frac{1}{\omega C}$ de ordinul sutelor de kohmi și chiar al megohmilor. În aceste condiții etajul de amplificare trebuie să aibă o impedanță de intrare de minimum 20 MΩ. Acesta este principalul considerent care limitează sfera de utilizare a elementelor sensibile capacitive.

7.3.2. Traductoare rezistive pentru deplasări liniare mici

Deși constructiv traductoarele cu elemente sensibile rezistive sînt cele mai simple, utilizarea lor este relativ redusă datorită erorilor și a rezoluției mai scăzute.

În principiu, ele se bazează pe dependența liniară care există între rezistența electrică R a unui conductor și lungimea l a acestuia :

$$R=\rho\frac{l}{s} \tag{7.17}$$

unde ρ este rezistivitatea materialului ; S — secțiunea conductorului.

Frecvent se utilizează elemente sensibile rezistive cu variație cvasicontinuă, realizate prin bobinarea cu pas uniform a unui fir conductor pe un suport de material izolator (ceramică) (fig. 7.20).

Întrucît principalele surse de erori la aceste elemente sensibile sînt variația temperaturii mediului și erorile de contact, se impune utilizarea pentru firul conductor a unui material cu coeficient de variație a rezistivității cu

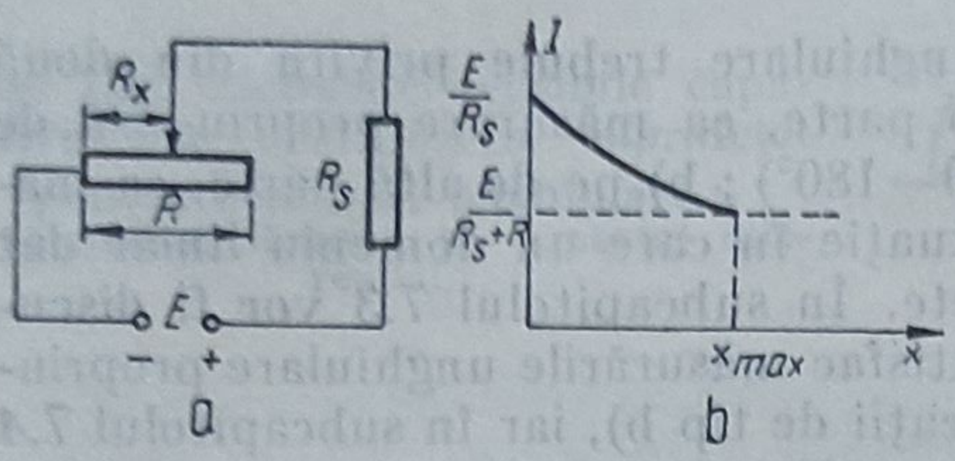


Fig. 7.21. Element sensibil rezistiv în montaj reostatic :
a — schemă electrică ; *b* — carcteristica statică.

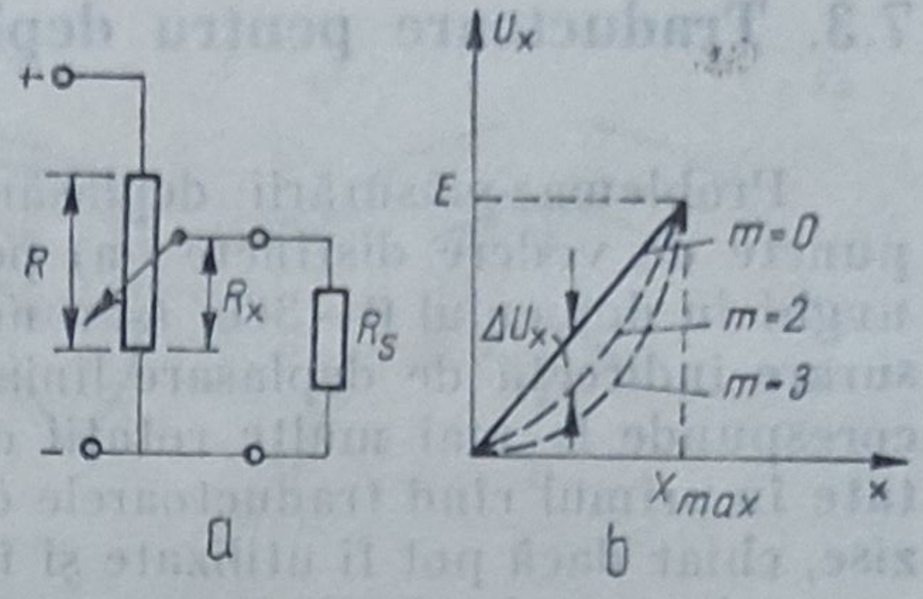


Fig. 7.22. Element sensibil rezistiv în montaj potențiometric :
a — schemă electrică ; *b* — caracteristici statice.

temperatura foarte mic : manganină, constantan, nicrom ; pentru cursor — lamele sau perii din fire de argint cu grafit ; pentru carcasă — materiale ceramice cu bună izolație și bună stabilitate cu temperatura [6].

Schemele de conversie la traductoarele cu elemente sensibile rezistive sînt de două tipuri :

a) *montaj reostatic* (fig. 7.21, *a*), oferă ieșire în curent de forma :

$I_x = -\frac{E}{R_s + R_x}$, deci neliniară (fig. 7.21 *b*).

b) *montaj potențiometric* (fig. 7.22, *a*) avînd ieșire în tensiune, în conformitate cu relația :

$$U_x = \frac{E_x}{mx^*(1 - x^*) + 1} \tag{7.18}$$

unde

$$x^* = \frac{R_x}{R}; \quad m = \frac{R}{R_s}$$

Caracteristica statică (fig. 7.22, *b*) este liniară doar pentru sarcină infinită (coeficient de încărcare $m = 0$). Neliniaritatea este cu atît mai pronunțată cu cît m crește, deci cu cît R_s este mai mică, condiția necesară de utilizare fiind deci o rezistență de sarcină R_s cît mai mare. O altă eroare de neliniaritate apare datorită pasului de bobinaj, după cum cursorul calcă pe una sau două spire. Această eroare scade atunci cînd în circuitul de măsură sînt cuprinse mai multe spire din R, dar aceasta înseamnă că nici rezoluția nu e constantă (deși ea poate atinge $10^{-3}...10^{-4}$ din mărimea măsurată, uzual 0,01 mm la 100 mm). Elementele sensibile rezistive trebuie protejate de impurități, de regulă prin capsulare.

Deși teoretic pot fi utilizate și pentru deplasări mari, de ordinul metrilor, aplicațiile acestor traductoare se limitează la măsurări de precizie mai scăzută în domeniul 100...300 mm.

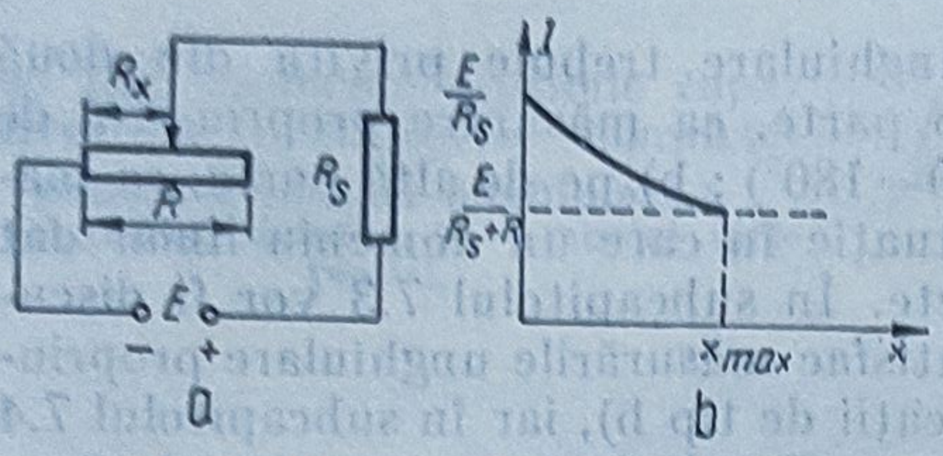


Fig. 7.21. Element sensibil rezistiv în montaj reostatic :
a — schemă electrică ; *b* — carcteristica statică.

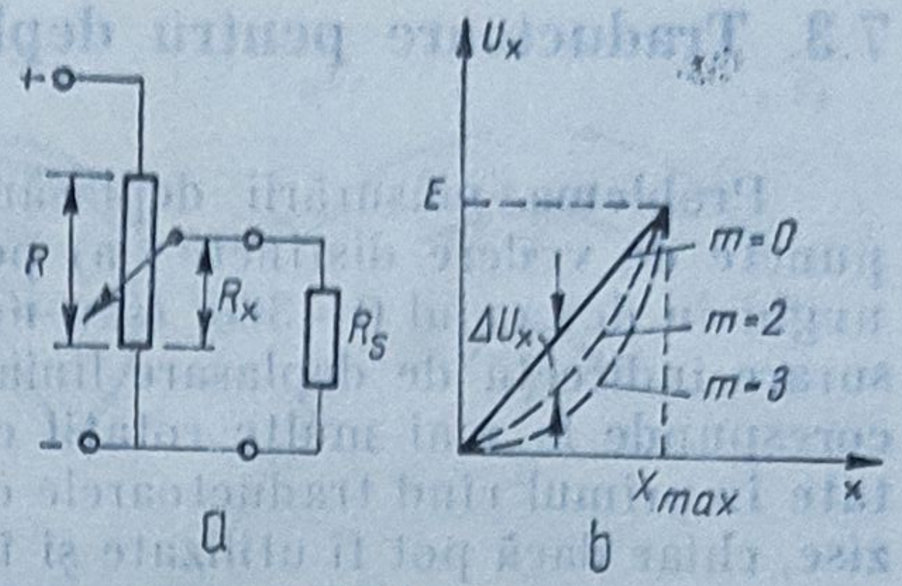


Fig. 7.22. Element sensibil rezistiv în montaj potențiometric :
a — schemă electrică ; *b* — caracteristici statice.

temperatura foarte mic : manganină, constantan, nicrom ; pentru cursor — lamele sau perii din fire de argint cu grafit ; pentru carcasă — materiale ceramice cu bună izolație și bună stabilitate cu temperatura [6].

Schemele de conversie la traductoarele cu elemente sensibile rezistive sînt de două tipuri :

a) *montaj reostatic* (fig. 7.21, *a*), oferă ieșire în curent de forma :

$I_x = \frac{E}{R_s + R_x}$, deci neliniară (fig. 7.21 *b*).

b) *montaj potențiometric* (fig. 7.22, *a*) avînd ieșire în tensiune, în conformitate cu relația :

$$U_x = \frac{E_x}{mx^*(1 - x^*) + 1} \tag{7.18}$$

unde

$$x^* = \frac{R_x}{R}; \quad m = \frac{R}{R_s}$$

Caracteristica statică (fig. 7.22, *b*) este liniară doar pentru sarcină infinită (coeficient de încărcare $m = 0$). Neliniaritatea este cu atît mai pronunțată cu cît m crește, deci cu cît R_s este mai mică, condiția necesară de utilizare fiind deci o rezistență de sarcină R_s cît mai mare. O altă eroare de neliniaritate apare datorită pasului de bobinaj, după cum cursorul calcă pe una sau două spire. Această eroare scade atunci cînd în circuitul de măsură sînt cuprinse mai multe spire din R, dar aceasta înseamnă că nici rezoluția nu e constantă (deși ea poate atinge $10^{-3}...10^{-4}$ din mărimea măsurată, uzual 0,01 mm la 100 mm). Elementele sensibile rezistive trebuie protejate de impurități, de regulă prin capsulare.

Deși teoretic pot fi utilizate și pentru deplasări mari, de ordinul metrilor, aplicațiile acestor traductoare se limitează la măsurări de precizie mai scăzută în domeniul 100...300 mm.

7.3. Traductoare pentru deplasări unghiulare

Problema măsurării deplasărilor unghiulare trebuie privită din două puncte de vedere distincte : a) pe de o parte, ca măsurare propriu-zisă de unghi în domeniul 0—360° (sau numai 0—180°) ; b) pe de altă parte, ca măsurare indirectă de deplasare liniară, situaţie în care un domeniu liniar dat corespunde la mai multe rotaţii complete. În subcapitolul 7.3 vor fi discutate în primul rînd traductoarele care satisfac măsurările unghiulare propriu-zise, chiar dacă pot fi utilizate şi în aplicaţii de tip b), iar în subcapitolul 7.4 — traductoarele destinate acoperirii domeniilor liniare mari, chiar dacă se pot utiliza şi la măsurări de unghi.

7.3.1. Traductoare rezistive pentru deplasări unghiulare

Principial, aceste traductoare cuprind elemente sensibile care funcţionează ca şi cele liniare, de regulă în montaj potenţiometric, motiv pentru care se mai numesc servopotenţiometre (fig. 7.23). Relaţia de funcţionare este :

$$U_x = \frac{U_a \alpha}{\alpha_{max}} \tag{7.19}$$

Ele au aceleaşi dezavantaje în ce priveşte neliniaritatea şi erorile de temperatură.

Servopotenţiometrele pot fi de două categorii :

— *uniturn*, la care se execută o singură rotaţie începînd cu o poziţie de zero pînă la α_{max} (delimitat de zone în care se dispun contactele), deci sub 360° , dar de regulă în game 355—358°. În cazul în care se doreşte un interval mai redus de unghi, acesta se limitează prin opritori ;

— *multiturn*, care se pot utiliza în domenii ce depăşesc 360°C, deoarece au rezistenţa aplicată pe un suport elicoidal. Variantele standard au 3 rotaţii sau 10 rotaţii. Acestea se pot utiliza şi pentru măsurări de deplasări liniare în domenii mari (5—10 m), dacă sînt acţionate prin intermediul unui sistem mecanic cu reductoare adecvate. Anumite tipuri de traductoare pentru măsurarea nivelului în rezervoare se bazează pe acest principiu.

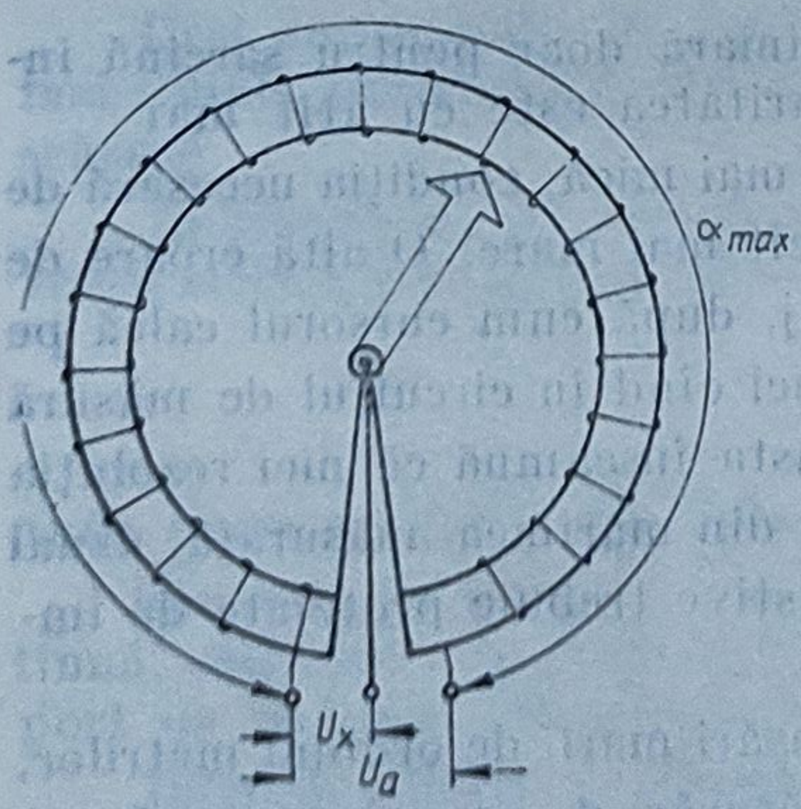


Fig. 7.23. Element sensibil rezistiv pentru deplasări unghiulare.

7.3.2. Traductoare capacitive pentru deplasări unghiulare

Singura variantă de traductor capacitiv pentru deplasări unghiulare este cea cu modificarea suprafeţei elementului sensibil (vezi §7.2.2.), realizată fie pe principul condensatoarelor de acord întîlnite frecvent în tehnica radio — şi care constă dintr-un

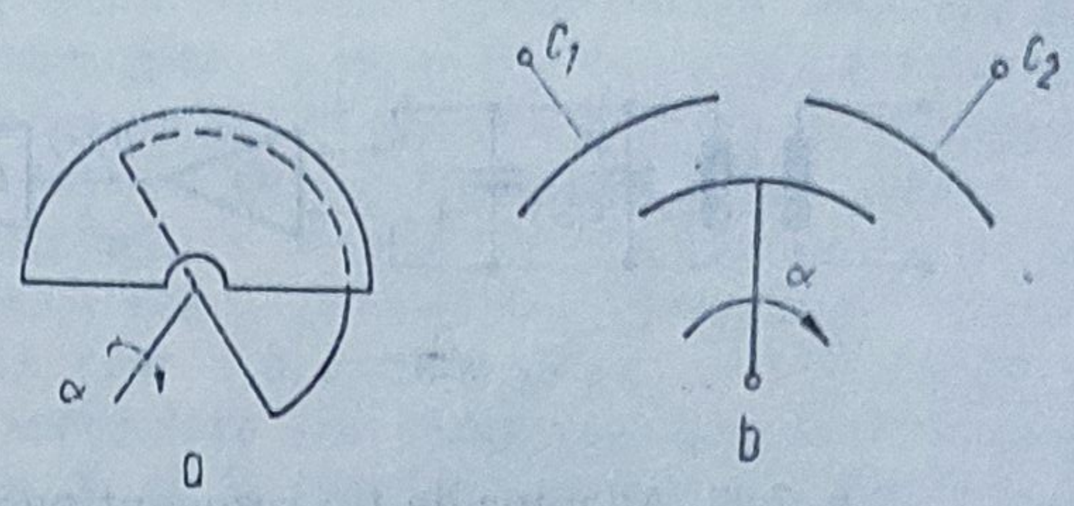


Fig. 7.24. Elemente sensibile capacitive cu modificarea suprafeței pentru deplasări unghiulare :
a — montaj simplu ; b — montaj diferențial.

condensator format din mai multe armături fixe, între care se deplasează armături mobile fixate pe un rotor mobil (fig. 7.24, *a*) — fie în varianta diferențială din figura 7.24, *b*. Ca schemă de măsurare poate fi folosită cea în punte, prezentată în figura 7.16 pentru variante diferențiale.

Elementul sensibil capacitiv din fig. 7.24 *a* poate fi utilizat și în scheme de măsurare de tip rezonant (fig. 7. 25 *a*), în conjuncție cu o inductanță *L* constituită drept secundar al unui transformator care permite și alimentarea. Caracteristica statică $U_{ieș}$ (α) (fig. 7. 25 *b*) arată că un traductor cu adaptor de tip rezonant se pretează ca indicator de nul pentru deplasări unghiulare (nulul corespunzînd tensiunii de ieșire maxime, sesizabilă cu un element de decizie (prag) *ED*).

7.3.3. Traductoare inductive pentru deplasări unghiulare

Principial sînt asemănătoare cu cele pentru deplasări liniare mici, dar elementele sensibile sînt adaptate pentru deplasări unghiulare.

Elemente sensibile inductive cu miez feromagnetic mobil. Cel mai utilizat element sensibil de acest tip este transformatorul rotativ diferențial variabil (TRDV). Acesta se aseamănă cu cel liniar, ca principiu de funcționare și performanțe. Un astfel de transformator constă dontr-o bobină primară și două secundare, dispuse pe miez feromagnetic (uzual tole de tip E), la care inductanța de cuplaj se modifică datorită deplasării unui rotor feromagnetic, prin aceasta închizînd diferit fluxul magnetic în cele două bobine secundare (fig. 7.26).

Datorită neliniarității tensiunii de ieșire, TRDV se utilizează de regulă într-un domeniu restrîns ($\pm 40°$), eventual $\pm$ 60° . Traductorul este calibrat din fabrică, iar poziția de zero este marcată pe axul său. Singura modificare în performanțele TRDV în raport cu TLDV constă în apariția unor frecări suplimentare la rotor, dar cuplul fiind mic, acestea pot fi neglijate. Schemele de măsură sînt de tipul celor de la TLDV (fie cu ieșire în c.a., fie cu ieșire în c.c.), ambele variante necesitînd protecție la cîmpuri electromagnetice externe. Frecvența de alimentare, ținînd cont de caracteristicile miezului feromagnetic, se alege în gama 400 Hz—2 kHz.

Se pot utiliza și elemente sensibile inductive cu modificarea reluctanței, de tipul celor prezentate în § 7.2.1, beneficiind de scheme de măsurare de tip punte. În fig. 7.27 *a* se prezintă schema de principiu pentru un astfel de element sensibil.

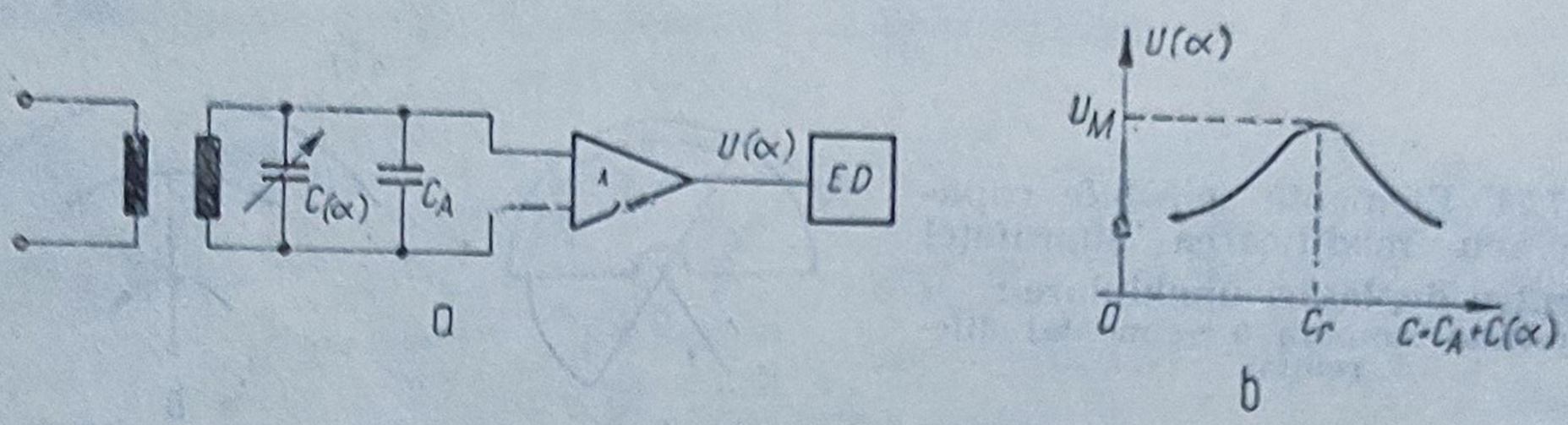


Fig. 7.25. Adaptor de tip rezonant pentru elemente sensibile capacitive :
a — schema electrică ; *b* — caracteristică statică.

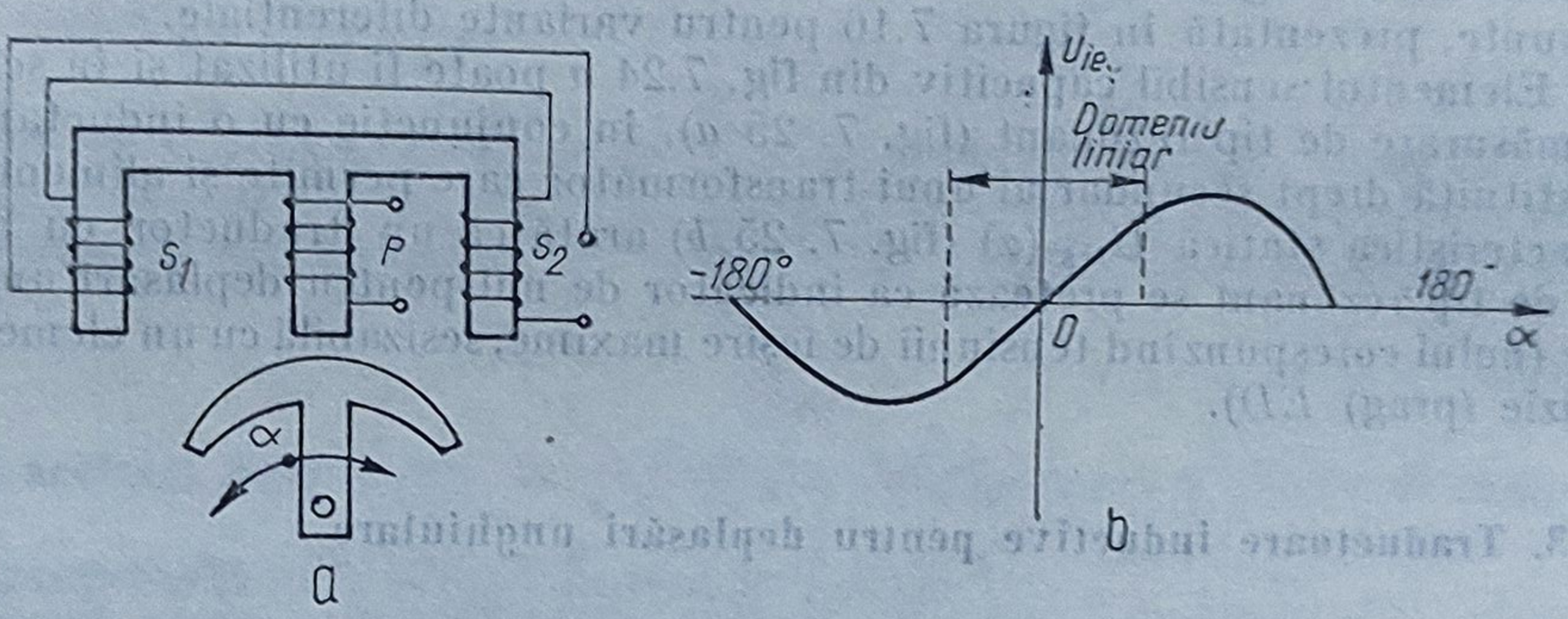


Fig. 7.26. Element sensibil de tip TRDV :
a — schemă constructivă ; *b* — caracteristică statică.

Fig. 7.27. Elemente sensibile de tip transformator pentru deplasări unghiulare :
a — variantă de bază ; *b* — microsyn ; *c* — cu spiră în scurtcircuit ; *d* — potențiometru inductiv.

În practică se folosesc și alte două variante constructive, mai asemănătoare din punct de vedere al tehnologiei de realizare cu mașinile electrice rotative, dar care prin modul de funcționare se pot înscrie tot în categoria traductoarelor inductive cu miez mobil, de tip transformator. Astfel, în fig. 7.27, *b* este prezentat un transformator rotativ de tip microsyn, avînd patru poli statorici, de obicei realizați din oțel laminat. Fiecare pol conține două bobine, una făcînd parte din cele 4 bobine primare (toate legate în serie), cealaltă din cele 4 bobine secundare (de asemenea înseriate) conectate astfel încît tensiunea indusă în S_1 și S_3 este de semn opus celei induse în S_2 și S_4. Rotorul nu are înfășurări și este o piesă din material feromagnetic. Cînd rotorul se află în poziție neutră (de zero), reluctanța creată prin întrefierul poli statorici-rotor este aceeași pentru toți cei 4 poli, tensiunea în secundar ($U_ţ$) fiind practic nulă. Deplasarea unghiulară a rotorului provoacă o modificare a reluctanței, ceea ce produce la ieșire o tensiune cu variație asemănătoare cu cea din figura 7.26, *b*.

Varianta de transformator rotativ din fig. 7.27 *c* poartă numele de generator de semnal cu spiră în scurtcircuit. El are de asemenea 4 poli, pe fiecare pol find o înfășurare, înfășurările pe polii opuși constituindu-se în primar, respectiv secundar. Rotorul este constituit de o singură spiră în scurtcircuit (bobină scurtă), a cărei deplasare modifică fluxurile magnetice create de primar și astfel se induce în bobinele secundare o tensiune cu caracteristică sinusoidală.

Există și posibilitatea utilizării ca traductor inductiv a potențiometrului inductiv (de tip autotransformator), conținînd o înfășurare primară (bobinată pe rotor, solidar cu sistemul a cărui deplasare unghiulară dorim să o măsurăm) și un stator, de asemenea cu o singură bobină (sau două bobine înseriate) (fig. 7.27*d*). Tensiunea culeasă în secundar variază liniar într-un domeniu de $\pm$ 40°. În situații în care nu se impune o precizie de măsurare deosebită și eroarea de neliniaritate nu e prohibitivă, domeniul poate fi extins.

Elemente sensibile pentru deplasări unghiulare cu modulator magnetic. Modulatoarele magnetice de tip rotativ, cu magnet permanet mobil, permit transformarea unei deplasări unghiulare (semnal modulator) în tensiune alternativă modulată în amplitudine. Modulatorul ales pentru exemplificare se întîlnește într-o serie de traductoare pentru mărimi mecanice produse de I.E.A. în sistemul ε-line, la care variația mărimii primare (presiune, nivel) este convertită printr-un sistem de pîrghii în deplasare unghiulară. Modulatorul este realizat dintr-un stator toroidal din tole inelare de permalloy, pe care se află dispuse două înfășurări identice (fig. 7. 28), notate *I* și *II*. În interiorul statorului, coaxial cu acesta se găsește un magnet permanent în formă de disc fixat pe axul prin care se transmite deplasarea unghiulară. Cele două înfășurări statorice sînt parcurse de 3 curenți :

— un curent de excitație I_1 alternativ cu freevența f și amplitudine constantă, determinat de tensiunea de excitație generată de un oscilator ;

— un curent continuu I_2 de reacție, proporțional cu valoarea semnalului unificat furnizat de adaptor ;

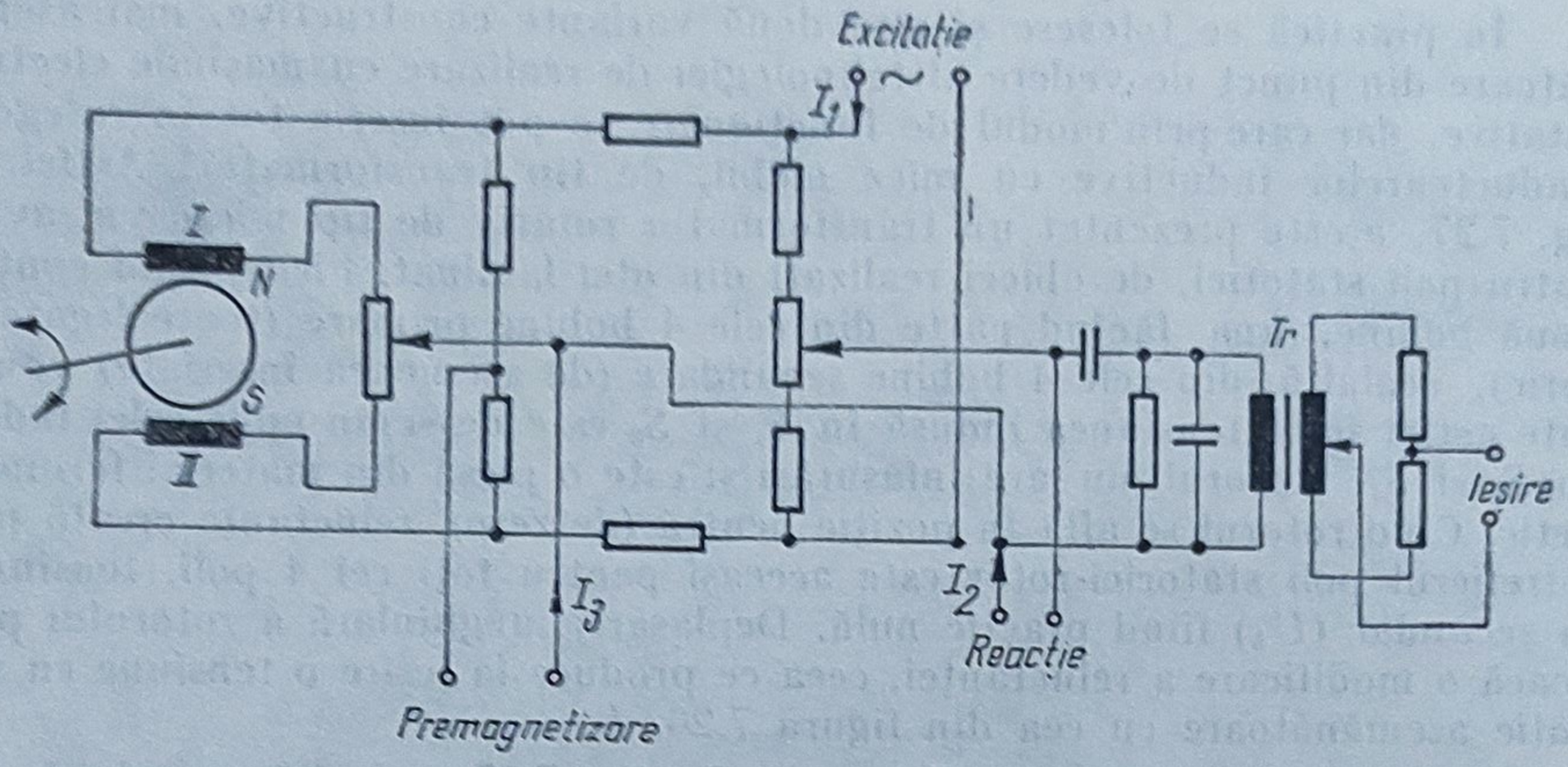


Fig. 7.28. Modulator magnetic rotativ.

— un curent continuu I_3 de premagnetizare, reglabil, prin care se poate schimba punctul de funcționare al miezului magnetic și prin aceasta se poate efectua reglarea fină a punctului de zero.

Miezul magnetic statoric este supus acțiunii simultane a 4 fluxuri magnetice : cele 3 fluxuri datorite curenților I_1, I_2, I_3 și fluxul datorit magnetului permanent. Rezultanta acestor fluxuri face ca miezul magnetic să lucreze în zona de saturație. Cele două înfășurări statorice sînt plasate într-o punte în care celelalte două brațe sînt rezistențe. Prin schema de montaj realizată, atunci cînd puntea este echilibrată în diagonala de măsurare se anulează semnalul de frecvența purtătoarei și rămîne doar cel de armonica a doua $u_e(t) = KH_m \sin \alpha \sin 4\pi ft$, unde H_m reprezintă intensitatea cîmpului magnetic generat de magnetul permanent, iar α — unghiul de rotație al magnetului permanent. Pentru o anumită poziție — de zero — a magnetului permanent rotoric, amplitudinile componentelor de armonica a doua pe cele două înfășurări sînt egale și atunci $U_e = 0$. Rotirea magnetului permanent față de această poziție de referință face ca pe fiecare înfășurare statorică să apară semnale de armonica doua diferite, care dau pe diagonala de măsurare un semnal de amplitudine proporțională un unghiul de deplasare (deoarece $\alpha = 0 - 10°$ și $\sin \alpha = \alpha$), iar faza tensiunii de ieșire poate fi 0 sau π în raport cu sensul de rotație [5].

Elemente sensibile inductive de tip selsin. Elementele sensibile de tip selsin se pot înscrie, pe de o parte, în categoria transformatoarelor de unghi, la care raportul de transformare între secundar și primar variază cu unghiul de rotație dintre ele ; pe de altă parte, ele se înscriu în categoria mașinilor electrice (speciale), prin evidențierea celor două subansambluri : inductor și indus, specifice oricărei mașini electrice.

Principiul de funcționare poate fi explicat cu schema din fig. 7.29.

Considerînd statorul inductor (parcurs de tensiunea $e_1 = E_1 \sin \omega t$) în rotor se va induce tensiunea : $e_2 = E_2 \cos \theta \sin \omega t$, unde θ reprezintă

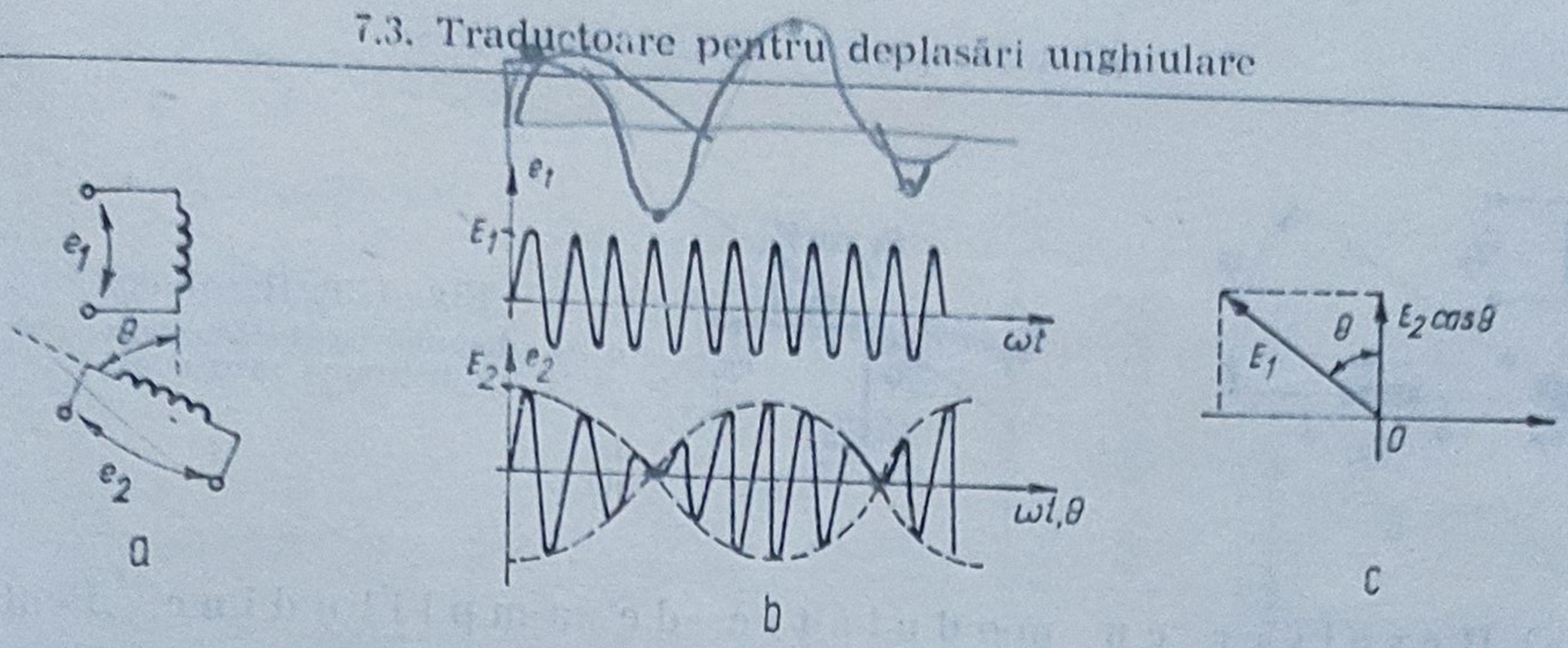


Fig. 7.29. Principiul de funcționare al selsinului :
a — dispunerea subansamblelor ; *b* — diagrame de semnal ; *c* — diagrama fazorială.

unghiul între axele electrice ale celor două înfășurări. Deci, la variația ciclică a unghiului 0 de la 0 la 360°C se obține o tensiune sinusoidală de valoare maximă E_2, care la fiecare trecere prin zero își schimbă faza. Acest lucru permite, pe de o parte, evidențierea fiecărei semirotații (prin schimbarea fazei), iar pe de altă parte, în cadrul fiecărei semirotații (0—180°) amplitudinea tensiunii induse este dependentă de unghi. Prin aceasta, selsinul poate fi utilizat direct la măsurarea deplasărilor unghiulare sau indirect la măsurarea deplasărilor liniare, pe principiul ciclic absolut, adică acoperă un domeniu de deplasare prin mai multe rotații (cicli), iar în cadrul fiecărui ciclu măsoară faza.

Traductoarele cu element sensibil de tip selsin se realizează în două variante de bază : de tip resolver și de tip inductosin.

Elemente sensibile de tip resolver. Resolverul (denumit și selsin bifazat) conține două înfășurări statorice, decalate electric cu 90°. Rotorul este monofazat. În funcție de modul de alimentare, inductorul poate fi sau rotorul sau statorul. Astfel, dacă rotorul este alimentat cu o tensiune : $u_r = U \sin\omega t$, se obțin în stator două tensiuni

$$U_{s1} = U_{s1} \sin \omega t \cos \varphi$$
$$U_{s2} = U_{s2} \sin \omega t \sin \varphi \qquad (7.20)$$

unde φ reprezintă unghiul pe care îl face rotorul cu axa înfășurării S_1 (fig. 7.30 *a*), iar U_{s1}, U_{s2} depind de raportul de transformare între înfășurări*. În cele ce urmează, pentru simplificare, se va considera acest raport egal cu 1 pentru ambele înfășurări și deci $U_{s1} = U_{s2} = U$.

Prin prelucrarea tensiunilor statorice se poate obține o indicație asupra unghiului φ, de exemplu $\operatorname{tg} \varphi = \frac{U_{s2}}{U_{s1}}$.

Întrucît prelucrarea prin divizare nu este avantajoasă, se preferă variantele de alimentare pe stator, iar rotorul devine indus. În această situație se pot evidenția două metode distincte de utilizare, cu modulație de amplitudine și cu modulație de fază.

* În realitate tens'unile U_{s1} și U_{s2} sînt proporționale cu fluxurile, defazajul de 90° păstrîndu-se doar în ipoteza că impedanța de sarcină este infinită.

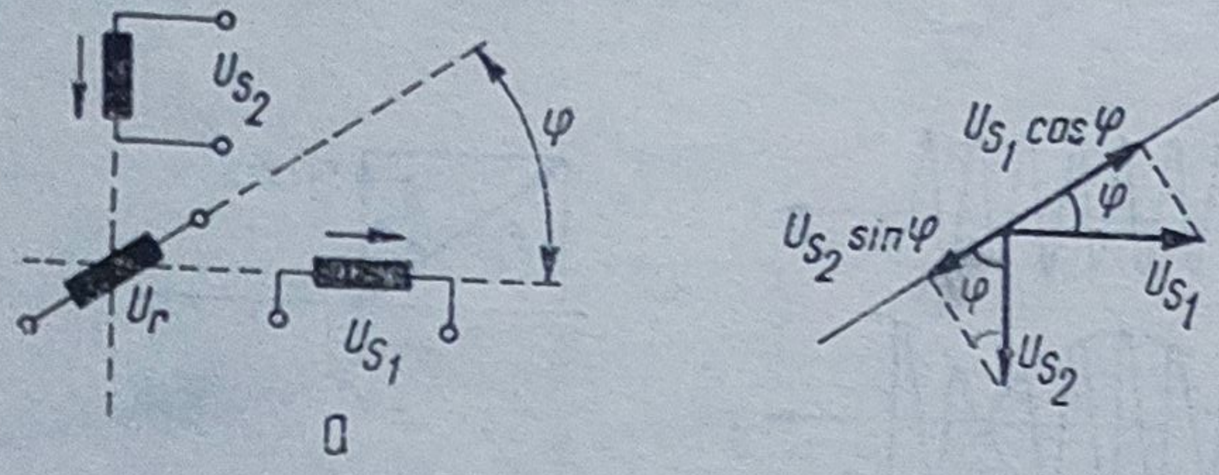


Fig. 7.30. Resolver : *a* — dispunerea înfășurărilor ; *b* — diagrama fazorială.

a) R e s o l v e r c u m o d u l a ț i e d e a m p l i t u d i n e. Pentru a măsura poziția unghiulară a unui ax (care antrenează rotorul) referitor la o poziție de referință α, se alimentează cele două înfășurări statorice cu tensiunile :

$$\begin{aligned} U_{s1} &= U\sin\alpha\sin\omega t \\ U_{s2} &= U\cos\alpha\sin\omega t \end{aligned} \tag{7.21}$$

Tensiunea indusă în rotor va fi atunci, pentru o poziție unghiulară a axei rotorului față de axa înfășurării s_1 :

$$\begin{aligned} U_r &= U_{s1}\cos\varphi \pm U_{s2}\sin\varphi = U\sin\omega t\,(\sin\alpha\cos\varphi \pm \cos\alpha\sin\varphi) \\ &= U\sin\omega t\sin(\alpha \pm \varphi) \end{aligned} \tag{7.22}$$

Semnul ($\pm$) este determinat de sensul de parcurgere a înfășurărilor s_1, s_2. Pentru sensul marcat în figura 7.30, *a* semnul este (—), așa cum se poate constata din diagrama fazorială din figura 7.30, *b*. De asemenea este evident că dacă s-ar folosi $U_{s1} = U\sin\omega t\cos\alpha$, $U_{s2} = U\sin\omega t\sin\alpha$ tensiunea rotorică va fi :

$$U_r = U\sin\omega t\cos(\alpha \mp \varphi) \tag{7.23}$$

Deci, din toate aceste cazuri se obține la ieșire o tensiune cu amplitudinea modulată cu sinusul (sau cosinusul) unghiului $\varepsilon = \alpha - \varphi$, care reprezintă abaterea de la poziția prescrisă.

b) R e s o l v e r c u m o d u l a ț i e d e f a z ă. Se consideră de această dată alimentarea statorului cu două tensiuni de aceeași frecvență și amplitudine, dar decalate cu 90° electrice :

$$\begin{aligned} U_{s1} &= U\sin\omega t \\ U_{s2} &= U\sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) = U\cos\omega t \end{aligned} \tag{7.24}$$

Tensiunea indusă în rotor va fi

$$U_c = U(\sin\omega t\cos\varphi \pm \cos\omega t\sin\varphi) = U\sin(\omega t \pm \varphi) \tag{7.25}$$

Tensiunea rezultantă are deci o fază proporțională cu unghiul care caracterizează poziția relativă dintre rotor și stator.

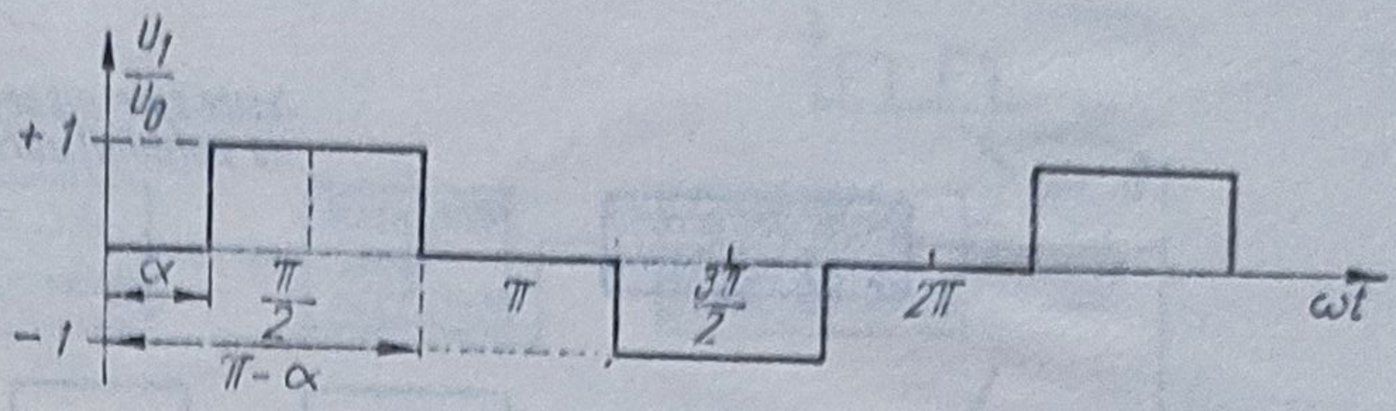


Fig. 7.31. Tensiune rectangulară cu defazaj controlat.

c) *Adaptoare pentru resolvere.* Problema esențială în asigurarea preciziei de măsurare constă în asigurarea tensiunilor de alimentare statorice. O soluție practică de a genera analogic aceste tensiuni (pentru alimentarea în vederea modulației în amplitudine) constă în utilizarea unui alt resolver, alimentat pe rotor, întrucît — așa cum se poate constata relațiile (7.20) și (7.21) — sînt identice, cu observația că resolverul utilizat pentru alimentare are rotorul fixat în poziția corespunzătoare poziției de referință [15].

Datorită însă tendinței de a utiliza frecvent acest gen de traductoare în echipamente numerice de măsurare a poziției, se caută să se genereze tensiunile de alimentare statorică sub formă discretă, utilizînd tensiuni dreptunghiulare dependente de unghiul de referință α.

În figura 7.31 este prezentată o tensiune dreptunghiulară idealizată, la care frontul crescător este deplasat cu unghiul α față de tensiunea de referință.

Fiind periodică, această tensiune admite o descompunere în serie Fourier, de forma :

$$u(\tau) = \frac{A_p}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos(k\omega t + \alpha k)$$

din care semnificativă este doar armonica 1 :

$$u_1(\tau) = A_1 \cos(\omega t + \alpha) \tag{7.26}$$

restul armonicelor scăzînd rapid în amplitudine și putînd fi filtrate corespunzător. Deci, efectuînd o modificare liniară a lățimii tensiunii dreptunghiulare, se obține o amplificare a amplitudinii dependentă de cosinus sau sinus. În figura 7.32 se prezintă schema bloc a unui sistem de măsurare a poziției unghiulare cu resolver, prin metoda modulației în amplitudine.

Pentru modularea lățimii impulsurilor se folosesc două divizoare de impulsuri *A* și *B*. Fiecare divizor modifică un șir de impulsuri aplicat la intrare într-un raport dat (uzual 1 000 : 1), deci fiecare perioadă de măsurare (0—360°) este împărțită în 2 000 de increme nte, fiecare increment însemnînd o deplasare unghiulară de cca 10′. Ambele divizoare se alimentează cu un tren de impulsuri dreptunghiulare cu o frecvență constantă f_0. Tensiunea proporțională cu eroarea $[\cos(\alpha - \varphi)]$ este convertită în frecvența f_x de convertorul tensiune/frecvență *CTF*. În divizorul *A* impulsurile de frecvență f_x se adună cu cele de frecvența f_0, iar în divizorul *B* impulsurile de frecvență f_x se scad din cele de frecvență f_0.

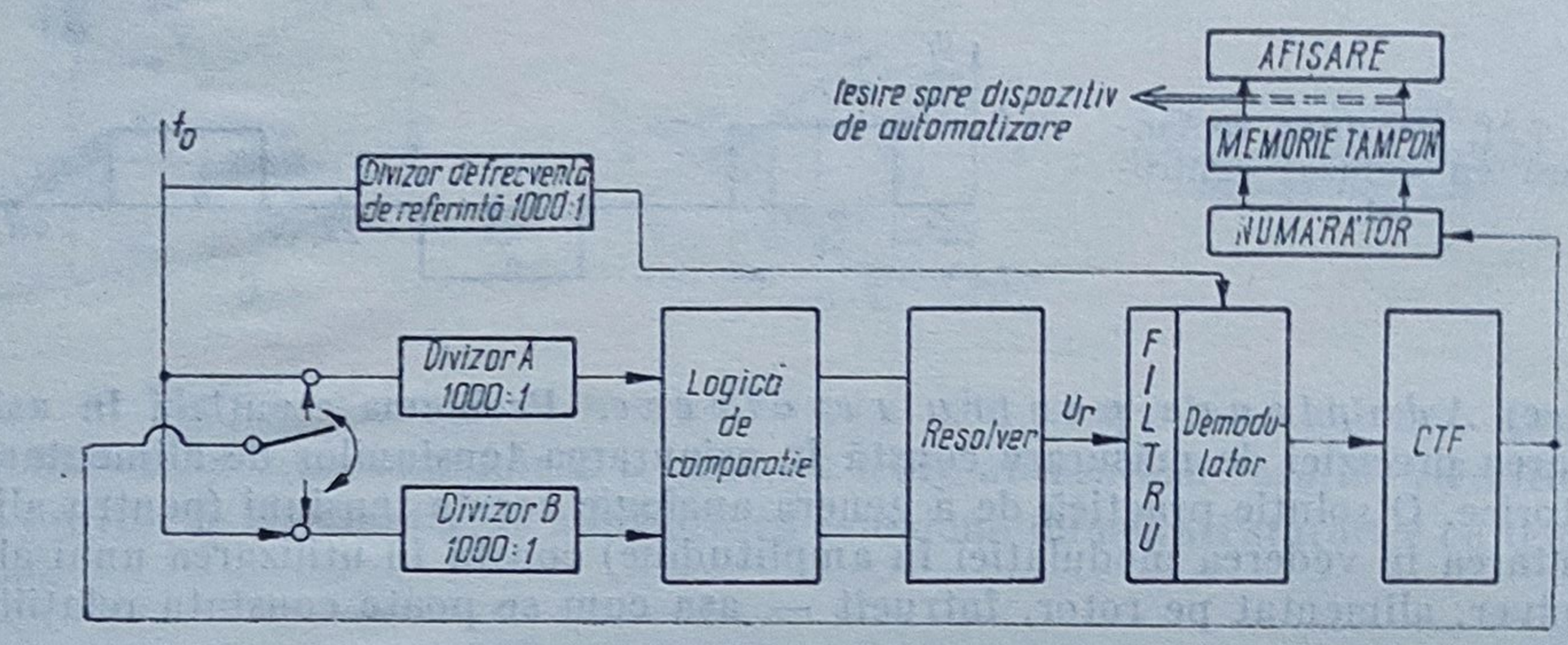


Fig. 7.32. Sistem de măsurare cu resolver.

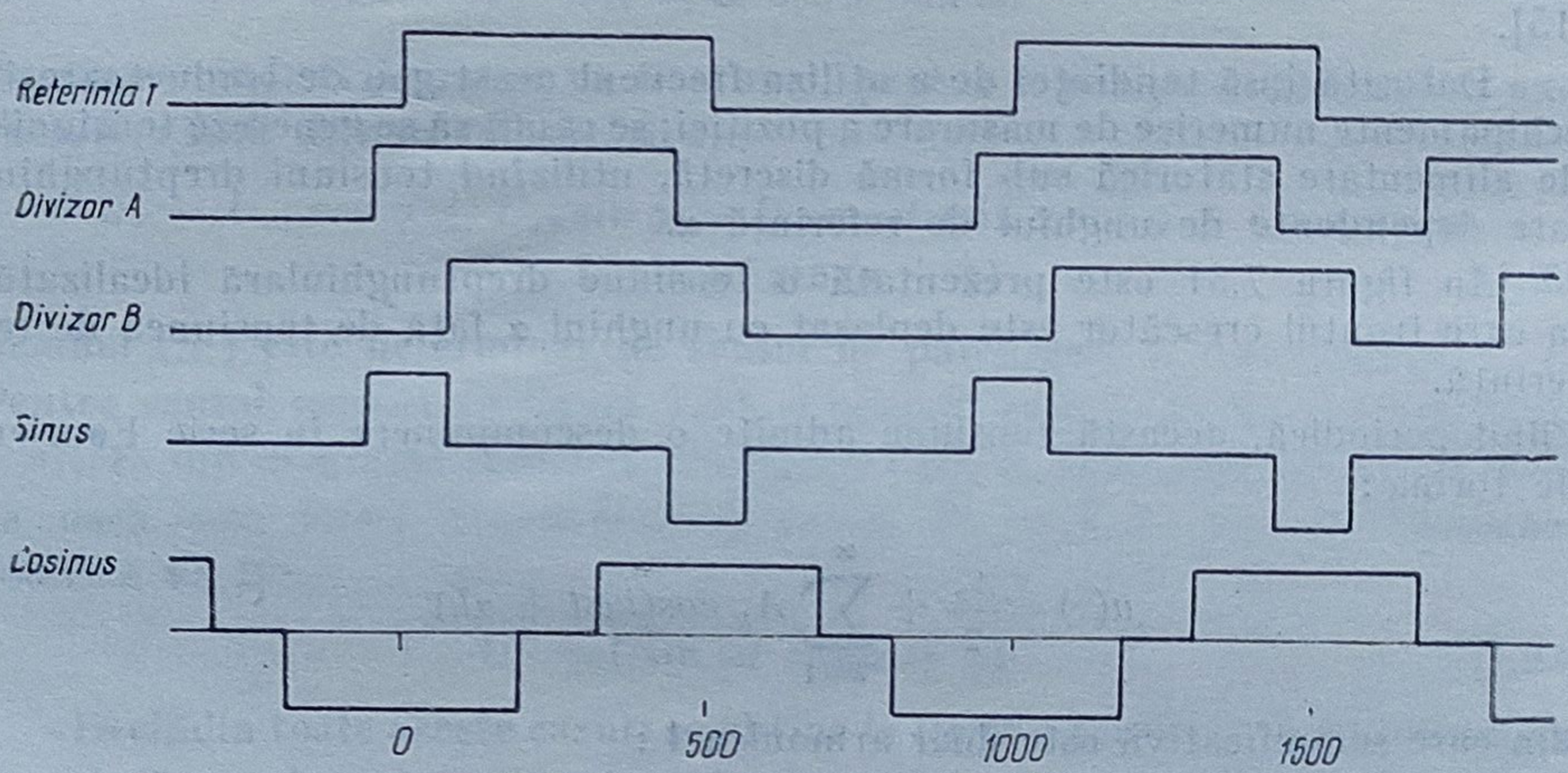


Fig. 7.33. Generarea semnalelor numerice sinus și cosinus.

Prelucrarea fronturilor semnalelor din registrele de deplasare A și B permite obținerea unor semnale de tip sinus, respectiv cosinus (fig. 7.33).

Prin deplasarea alternativă a semnalelor divizorului A spre stînga și ale divizorului B spre dreapta, se modifică semnalele sinus, respectiv cosinus, simetric față de divizorul de referință. Deplasarea se execută astfel încît sînt necesare 2 000 de impulsuri f_x pentru deplasarea cu o perioadă față de semnalul de referință.

Semnalele astfel obținute, U_{s1} și U_{s2}, se aplică celor două înfășurări statorice ale selsinului, la ieșirea căruia se obține o tensiune U_r, care este filtrată pentru a reține doar armonica fundamentală și apoi demodulată prin comparație de fază cu semnalul de referință. Această tensiune, aplicată convertorului tensiune-frecvență *CTF*, furnizează un semnal care, pe de o parte, asigură reacția, pe de altă parte, însumată într-un numărător reprezintă valoa-

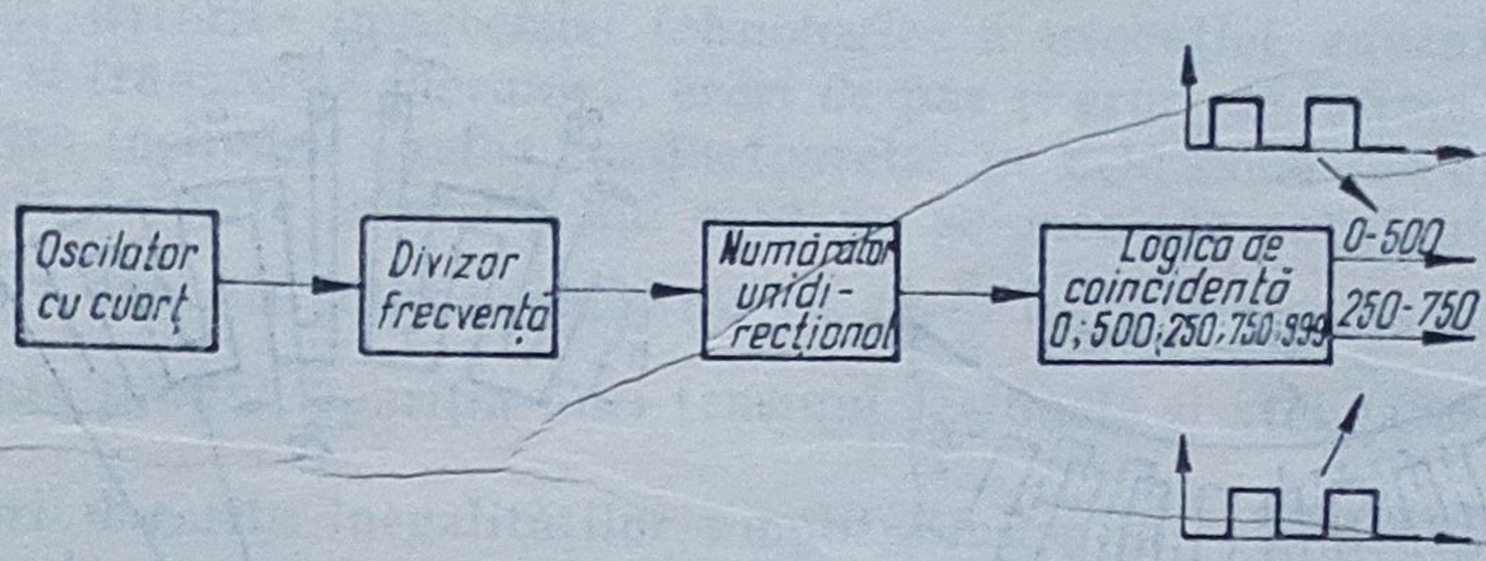


Fig. 7.34. Blocuri pentru generarea tensiunilor statorice.

rea reală a deplasării. De remarcat că șirului de impulsuri f_x i se acordă un semn, corespunzător semnului diferenței de unghi ($\alpha - \varphi$), care poate fi pozitiv sau negativ în funcție de sensul de rotație al selsinului.

Mai simplu se obțin tensiunile de alimentare în cazul sistemelor cu modulație de fază. Pentru a obține cele două tensiuni decalate la 90° se folosește un numărător unidirecțional și o schemă de coincidență care permite obținerea unor semnale dreptunghiulare cu raport semnal — pauză 1 : 1.

Cele două trenuri de impulsuri dreptunghiulare se obțin pornind de la un oscilator cu cuarț de frecvență ridicată (12 MHz) (fig. 7.34).

O perioadă de numărare corespunde la o semiperioadă de măsurare (0—180°) și conține 1 000 de impulsuri. Un semnal suplimentar obținut la umplerea numărătorului (999), furnizat de circuitul de coincidență, realizează sincronizarea între semnalul de referință al demodulatorului și generatorul de tact al oscilatorului cu cuarț. Uzual, frecvența de alimentare a selsinului se află în gama 400 Hz—2 000 Hz.

În ultimii ani, o soluție sigură pentru generarea tensiunilor de tip $U \sin 2\pi ft$, $U \cos 2\pi ft$ constă în baleierea cu frecvența N/f a unor memorii PROM în care sînt înscrise cu precizia dorită (uzual pe cuvinte de 8 biți) valorile discrete ale funcției sinus (cosinus) calculate pentru un număr de N eșantioane pe o perioadă. Un număr de 256 eșantioane asigură o eroare de cuantizare sub 1%, dar se recomandă utilizarea unui koctet memorie pentru creșterea acurateții. Frecvența de baleiere a adreselor devine astfel de circa 2 MHz pentru o frecvență de alimentare (maximă) a selsinului de 2 kHz.

Selsinele se pot executa și într-o variantă multipolară ; modul de funcționare rămîne același, diferă numai corelarea dintre unghiul de rotire și respectiva variație de fază sau de amplitudine. Astfel, dacă la un selsin bipolar la o rotație completă (360° mecanice) corespund 360° electrice, la un selsin cu 10 poli o rotire de 360° mecanice corespunde la 5 × 360° electrice sau, altfel spus, pentru a obține o deplasare de 360° electrice selsinul trebuie să se rotească cu 72°.

Elemente sensibile de tip inductosin circular. Inductosinul circular poate fi echivalat cu un selsin multipolar desfășurat în plan cu un număr foarte mare de poli. Constructiv, el constă din două discuri plane, separate între ele printr-un interstițiu de aer de 0,1...0,3 mm. Unul din discuri este mobil (rotorul), cuplat solidar cu obiectul a cărui deplasare unghiulară se măsoară, iar celălalt fix, asociat cu sistemul de referință (statorul). Pe discul fix, de regulă

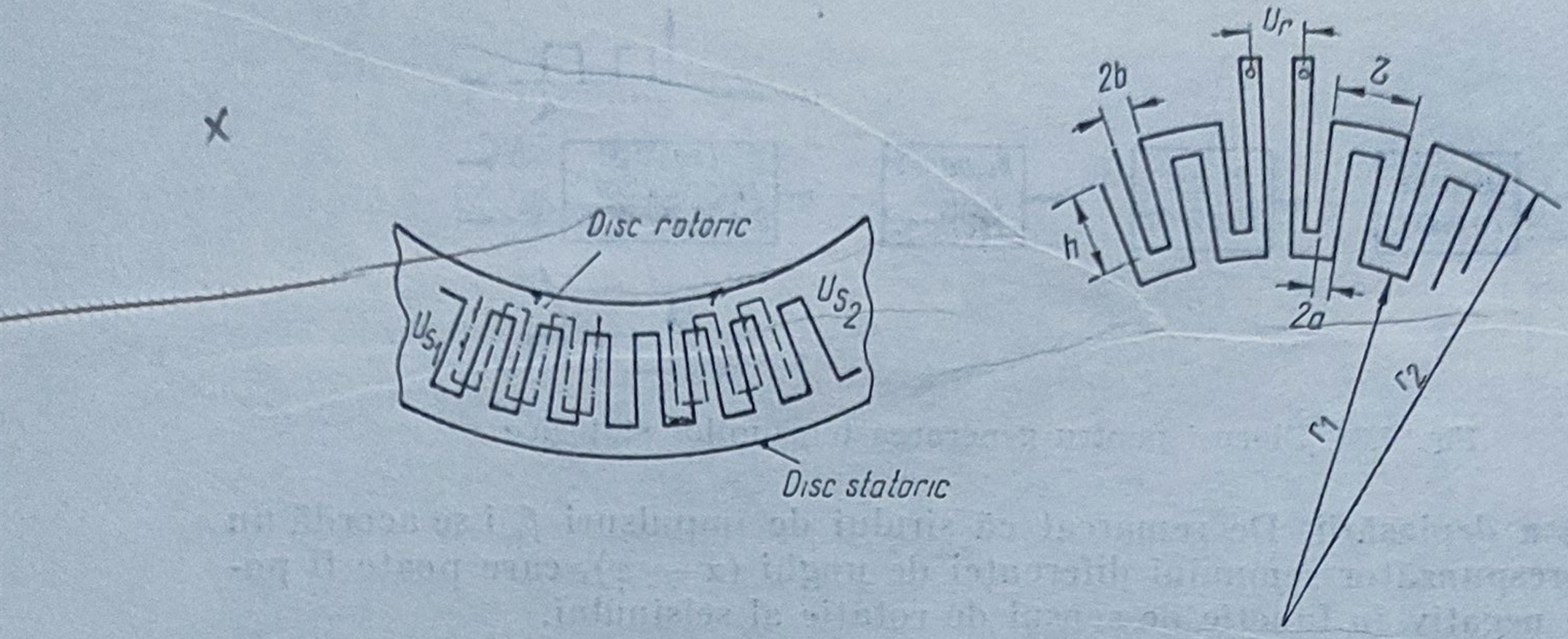


Fig. 7.35. Principiul funcționării inductosinului circular :
a — dispunerea înfășurărilor ; *b* — detalii constructive.

inductor, sînt dispuse două înfășurări multipolare plane (realizate în tehnica circuitelor imprimate), decalate între ele cu 90° electrice (1/2 din lățimea unei spire). Rotorul, uzual un indus, conține o înfășurare cu același pas (fig. 7.35).

Folosind aceleași notații ca la selsin, în rotor se obține, în cazul modulației de fază :

$$U_r = U \sin(\omega t - p\gamma) \tag{7.27}$$

iar în cazul modulației de amplitudine

$$Ur = U \sin \omega t \sin(\alpha - p\gamma) \tag{7.28}$$

În relațiile (7.27) și (7.28), p este numărul de perechi de poli ai înfășurării rotorice ; $\gamma = \varphi + \frac{2k\pi}{p}$ ($k = 0, 1, 2, 3$), iar φ — unghiul de rotație între rotor și stator ; α — unghiul de referință.

Se constată că pentru $p = 1\,000$, se obține o deplasare de 360° electrice la 0,36° mecanice. Uzual, pasul de divizare τ se ia 2° și printr-o divizare electronică de tipul celei prezentate la selsin, se pot obține ușor precizii de 5″ și chiar 1″. Marele avantaj al inductosinului circular în privința preciziei este parțial contracarat de o serie de dificultăți constructive, pentru a se asigura un interstițiu perfect paralel, un cuplaj inductiv armonic, uniformitate a pasului înfășurărilor, omogenitate a materialelor suport. Principalele tipuri de erori ce pot apare sînt [17] :

— erori datorite armonicelor superioare în cuplajul mutual dintre rotor și stator, cu menținerea că doar armonicele 3 și 5 au amplitudini semnificative ; pentru anularea acestor armonici se alege o lățime adecvată a conductoarelor pe stator ($a_s = \tau/3$), respectiv pe rotor ($a_r = \tau/5$), unde a, τ au semnificația din figura 7.35 ;

— erori datorite impreciziei tehnologice a execuţiei, cauzate de efecte de ghidare şi transmisie mecanică, erori de pas şi erori de lăţime ale trasării, erori datorite înclinării axelor conductoarelor pe cele două discuri ;

— erori datorite interstiţiului care nu se menţine constant ;

— erori datorite unui decalaj diferit de $\frac{\pi}{2}$ între tensiunile de alimentare rotorice, care produc apariţia unei tensiuni reziduale şi atenuarea semnalului util ;

— erori datorite inegalităţilor amplitudinilor la cele două tensiuni de alimentare ale cursorului, care crează de asemenea o tensiune reziduală ;

— erori datorite inegalităţii impedanţelor înfăşurărilor cursorului ;

— erori de montaj (de planeitate în special).

Majoritatea acestor erori pot fi însă compensate prin mijloace tehnice relativ simple. De aceea, în pofida condiţiilor restrictive enunţate, inductosinul circular este în prezent unul din cele mai utilizate traductoare de deplasare unghiulară, în special la echipamente de conducere numerică a maşinilor unelte.

7.3.4. Traductoare numerice pentru deplasări unghiulare

Referirea directă la traductoare numerice şi nu la elemente sensibile cu funcţionare discretă rezidă în faptul că acestea sînt singurele traductoare pur numerice (care nu necesită conversie intermediară). Elementul sensibil propriu-zis îl constituie un disc codat, iar prelucrarea informaţiei numerice este specifică modului de codificare. În esenţă se disting două tipuri importante : discuri codate absolut, la care în orice moment dispozitivul de măsurare oferă informaţii asupra poziţiei urghiulare în raport cu un punct de referinţă, exprimată printr-un număr de cuante, şi discuri incrementale, care oferă o succesiune de impulsuri în raport cu ultima poziţie atinsă, fiecare impuls constituindu-se în cuantă (increment) de deplasare. Fiecare cuantă de deplasare echivalează cu o variabilă binară şi aduce un bit de informaţie (0 sau 1).

Traductoare numerice absolute pentru măsurări unghiulare. Principiul realizării unui disc codat absolut se bazează pe împărţirea domeniului de măsurare într-un număr de cuante elementare (cuanta elementară determină rezoluţia), alegerea unui cod de exprimare a valorilor cuantificate şi găsirea unei metode de înscriere pe disc a informaţiei şi implicit de citire a acesteia. Astfel, în figura 7.36 este prezentată schema de principiu a unui disc codat care acoperă 360° cu 32 combinaţii, deci avînd cuanta elementară de aproximativ 11°15′. Codul de reprezentare utilizat este binar natural.

În funcţie de tehnicile de realizare se deosebesc discuri codate cu contact, optice, magnetice.

a) *Discuri absolute cu contact.* Pe un astfel de disc pistele concentrice sînt codificate formînd zone conductoare sau izolante. Suprafeţele conductoare sînt legate electric printr-o perie fixă la un inel colector (pistă de energizare) care serveşte la alimentarea electrică a colectorului. Pistele sînt testate de o serie de perii colectoare localizate la diferite distanţe radiale, fiecare perie

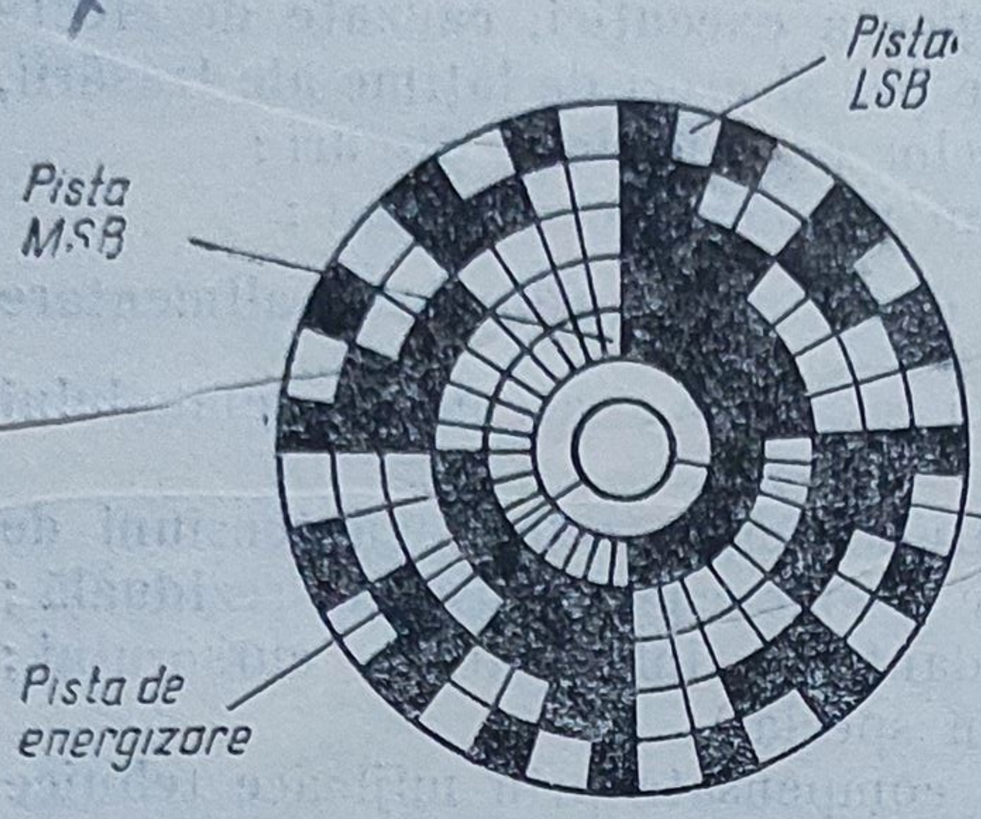


Fig. 7.36. Disc codat absolut.

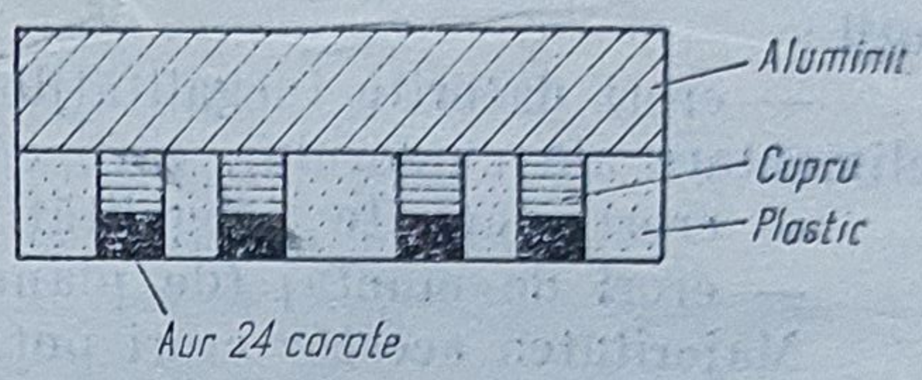


Fig. 7.37. Secțiune prin pista unui disc absolut cu contact.

fiind conectată prin conductor separat. La rotirea discului periile se conectează la tensiunea comună de alimentare acolo unde au contact cu o zonă metalică conductoare, ceea ce înseamnă „1“ logic. Pistele trebuie să fie astfel realizate încît tranziția de la o suprafață izolantă la una conductoare să se facă lin, iar uzura pe suprafața discului să fie aceeași în orice poziție. De regulă, pistele sînt aurite, iar periile de asemenea. Periile sînt miniaturale, deschiderea unei perii este de 0,003″. Rezoluția discului este determinată de numărul de piste. Un disc cu 10 piste dă o rezoluție de 1 : 1 024, dar se pot utiliza sisteme cu mai multe discuri, cuplate prin reductoare adecvate, care pot de exemplu acoperi o rotație completă cu peste 8 000 de combinați.

Tehnologia de execuție implică realizarea în prealabil a unui disc model (cu diametrul de peste 10 ori mai mare decît cel necesar), redus apoi la scară, prin tehnici fotografice, pe o placă fotosensibilă care este developată și pusă să producă zone conductoare sau izolante în tehnologie serigrafică [10].

În figura 7.37 se prezintă o secțiune printr-o pistă a discului. Dintre diferitele tipuri de coduri ce se pot utiliza în realizarea discurilor, cele mai răspîndite sînt :

— *codul binar natural* ; are avantajul de a fi cunoscut și familiar celor ce lucrează cu circuite digitale. Acest tip de traductor, datorită dezavantajului de a modifica mai mult de un bit la trecerea de la o poziție la alta, este mai rar utilizat ;

— *codul BCZ* (binar codificat zecimal) ; este folosit în special cînd traductorul este cuplat cu alte elemente de automatizare discretă ce lucrează în cod BCZ, nefiind necesare blocuri de conversie suplimentare ;

— *codul Gray* ; are avantajul de a fi monostropic (sau monodiferențial), adică combinații binare vecine diferă numai prin modificarea unui singur bit. Aceasta simplifică sistemul de testare și decodificare, reducînd costul. Este necesară o logică electronică pentru convertirea semnalului de ieșire în codul dorit (BCZ, binar natural, etc.), întrucît codul Gray este nepon-

derat.

Traductorul rotativ cu contact trebuie să dea un semnal de ieşire stabil şi precis, neambiguu pentru fiecare poziţie a axului. Există însă posibilitatea apariţiei unei informaţii false, şi anume cînd pe mai multe piste informaţia binară se modifică simultan, situaţie generată de diferenţele inerente între dimensiunile elementelor de testare şi de momentul de comutare al lor.

Metodele de testare expuse în continuare urmăresc eliminarea acestei erori, în cazul neutilizării codului Gray. Uzual se foloseşte sistemul cu perii duble pentru fiecare pistă, căruia i se adaugă o logică de control care urmăreşte să fie citită şi reţinută ca valoare corectă numai informaţia transmisă de o perie ce nu este într-un regim de tranziţie.

Testarea în V — foloseşte pe fiecare pistă cîte 2 perii colectoare notate *sg* şi *dr*, dispuse simetric în formă de V, cu excepţia periei de pe pista 2°, cea mai puţin semnificativă. Distanţa între fiecare pereche de perii colectoare este egală cu lungimea de pistă corespunzătoare unui bit informaţional, măsurată pe pista anterior semnificativă (fig. 7.38, *a*). Cînd cea mai puţin semnificativă perie este zero (zonă neconductoare) logica de contact va reţine informaţia provenită de la periile *sg*, iar cînd este 1, informaţia de la periile *dr*. Astfel testarea traductorului va fi stabilă şi poziţia va fi indicată cu precizie, fără ambiguitate, chiar dacă peria cea mai puţin semnificativă este pe poziţia de tranziţie. În figura 7.38, *b* se prezintă o soluţie de complementare a funcţiilor logice ce permit decodificarea testării în V, conform relaţiei :

$$S_{i+1} = 2^i_{dr}\ S_i + 2^i_{sg}\bar{S}_i \qquad (7.29)$$

Testarea în U — foloseşte pentru fiecare pistă cîte două perii colectoare decalate cu 1/2 din lungimea de pistă corespunzătoare celui mai puţin semnificativ bit. Informaţia utilă este cea provenită de la un set de perii selectate o singură dată în funcţie de bitul cel mai puţin semnificativ. De exemplu, dacă în figura 7.39 se energizează peria 2°, atunci se energizează toate periile din stînga. Practic, sistemul în U se poate utiliza cu orice tip de cod.

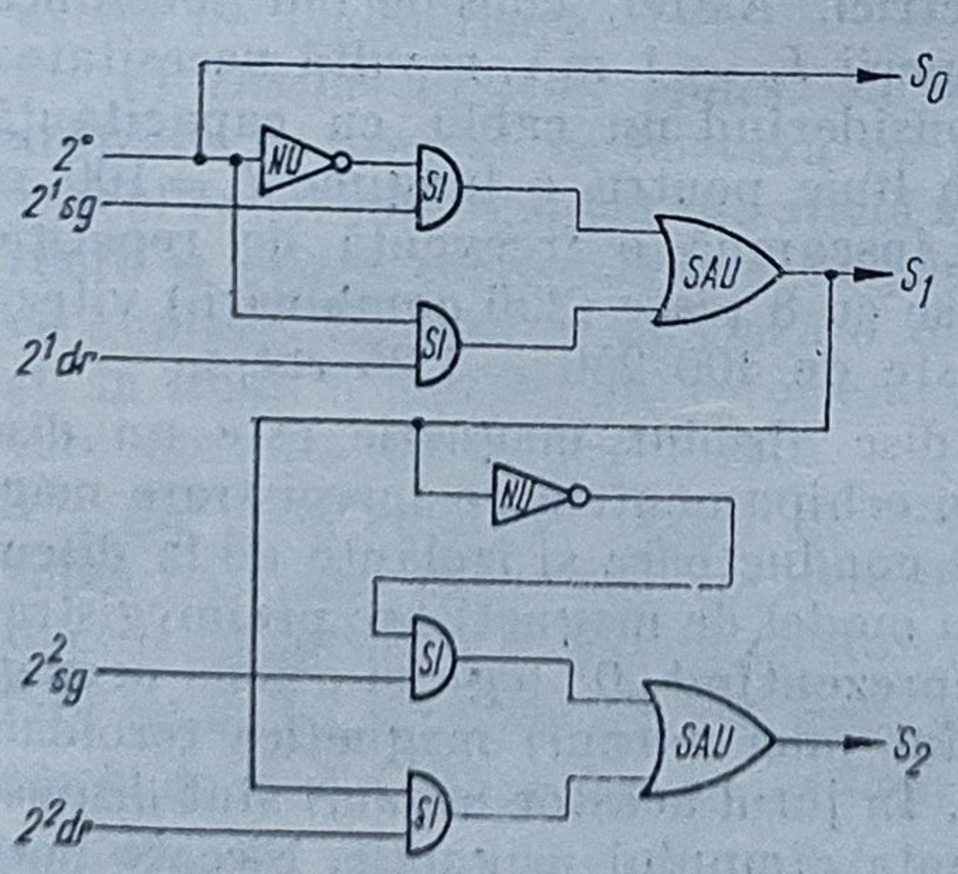


Fig. 7.38. Principiul citirii în V :
a — dispunerea sesizorilor ; *b* — schema electrică a decodificatoarelor.

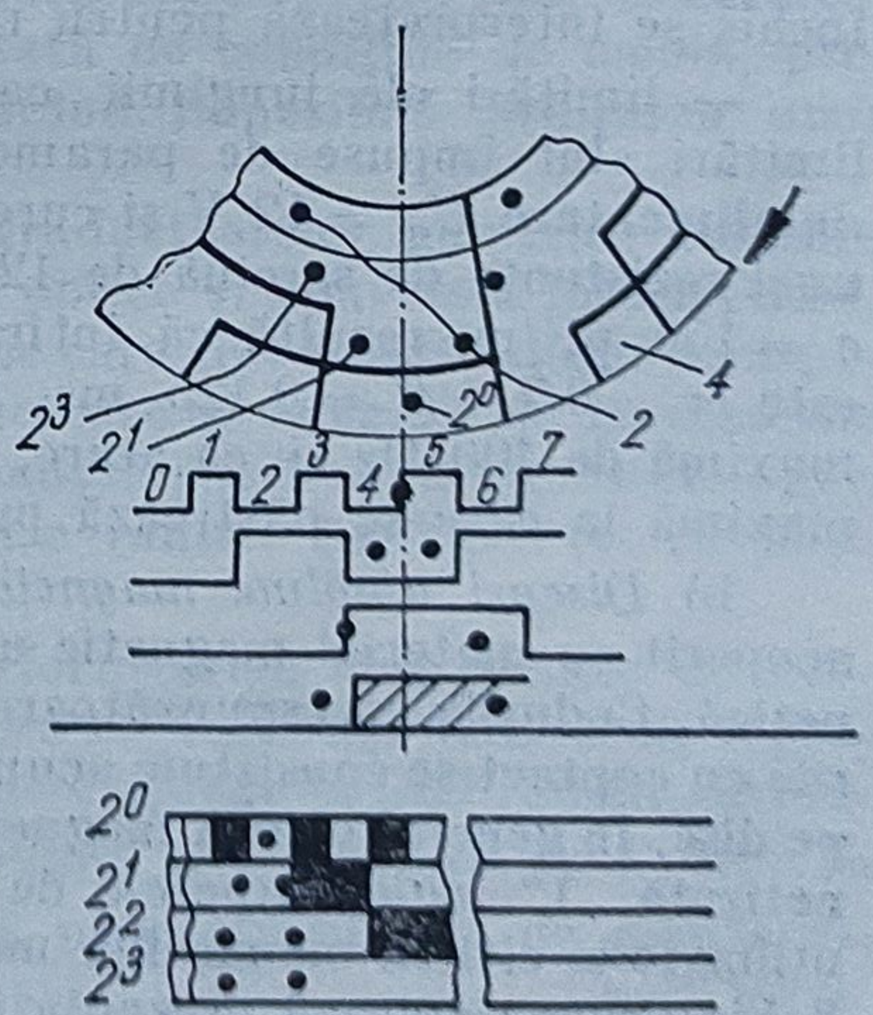


Fig. 7.39. Principiul citirii în U.

Eroarea totală a traductorului este determinată de:

— eroarea de cuantizare, inerentă ori de cîte ori o funcție liniar variabilă, ca rotația axului, este discretizată printr-un număr finit de cuante. Prin această codificare se produce o eroare de $\pm 1/2$ din valoarea bitului cel mai puțin semnificativ. Această eroare inevitabilă poate fi redusă numai prin mărirea numărului de diviziuni ale discurilor;

— eroarea de tranziție, determinată de erorile de execuție a discurilor codificate, a planeității și concentricității acestora, de calitatea lagărelor, cilindricitatea axului și perpendicularitatea acestuia față de disc. La aceste erori trebuie adăugate, pe parcursul funcționării, erorile datorite uzurii, care includ uzura lagărelor, a periilor și a discurilor;

— eroarea de ambiguitate, provocată de faptul că două comutații „izolant/conductor" nu se produc simultan pe mai multe piste; eroarea de ambiguitate se elimină prin tehnicile de testare menționate;

— zgomotul generat de variația rezistenței de contact. El apare în mod evident la trecerea dintr-o stare logică în alta, în regimurile tranzitorii, și este mai evident la trecerea din „0" în „1".

Limitele de funcționare impuse de caracteristicile electrice sînt:

— limitele de tensiune, variabile de la constructor la constructor. Se poate aprecia că tensiunea 5—10 V este uzuală. Tensiunea maximă este limitată de logica electronică utilizată, de elementele de comutație statică folosite;

— limitele de curent, impuse de evitarea eroziunii, proporțională cu energia de descărcare electrică și multiplicată cu numărul de întreruperi pe o pistă; uzual, aceste limite se înscriu în gama 0,5...2 mA;

— rezistența activă de contact, care trebuie să evite orice ambiguitate datorită variației provocate de uzură, accelerații, vibrații. Se recomandă de aceea o rezistență de peste 5 000 Ω pentru contact deschis, iar contactul închis se interpretează pentru rezistențe sub 200 Ω;

— limitări ale lungimii cablului de legătură și de viteză. Aceste limitări sînt impuse de parametrii electrici. Astfel, considerînd tensiunea de alimentare $U_a = 12$ V și curentul la perii $I_p = 1$ mA, rezultă necesitatea unei rezistențe de sarcină de 12 kΩ. Considerînd un cablu cu capacitanță $c = 150$ pF/m, rezultă că întîrzierea în linie pentru o lungime $l = 100$ m este $\tau = 0{,}7\ lcR = 0{,}125$ ms. Aceasta înseamnă o frecvență de repetiție maximă de 400 Hz și, ca atare, la un disc cu 8 piste (256 combinații) viteza maximă la care se păstrează precizia este de $400/250 = 1{,}25$ rot/s.

b) *Discuri absolute magnetice.* Un disc absolut magnetic este un disc acoperit cu material magnetic utilizat în echipamentele de înregistrare magnetică. Codurile corespunzătoare zonelor conductoare și izolante de la discurile cu contact se constituie acum într-un model de magnetizare preînregistrat pe disc, în general o zonă magnetizată reprezentînd „0" logic și o zonă nemagnetizată „1" logic. Capetele de citire sînt mici miezuri magnetice toroidale utilizate la citirea memoriilor magnetice. În jurul acestor miezuri sînt dispuse bobine care sesizează prezența sau absența cîmpului magnetic. Fiecare miez are două bobine, una de citire propriu-zisă și alta care să asigure energia necesară. Semnalul de energizare este de obicei o sinusoidă de 200 kHz și ampli-

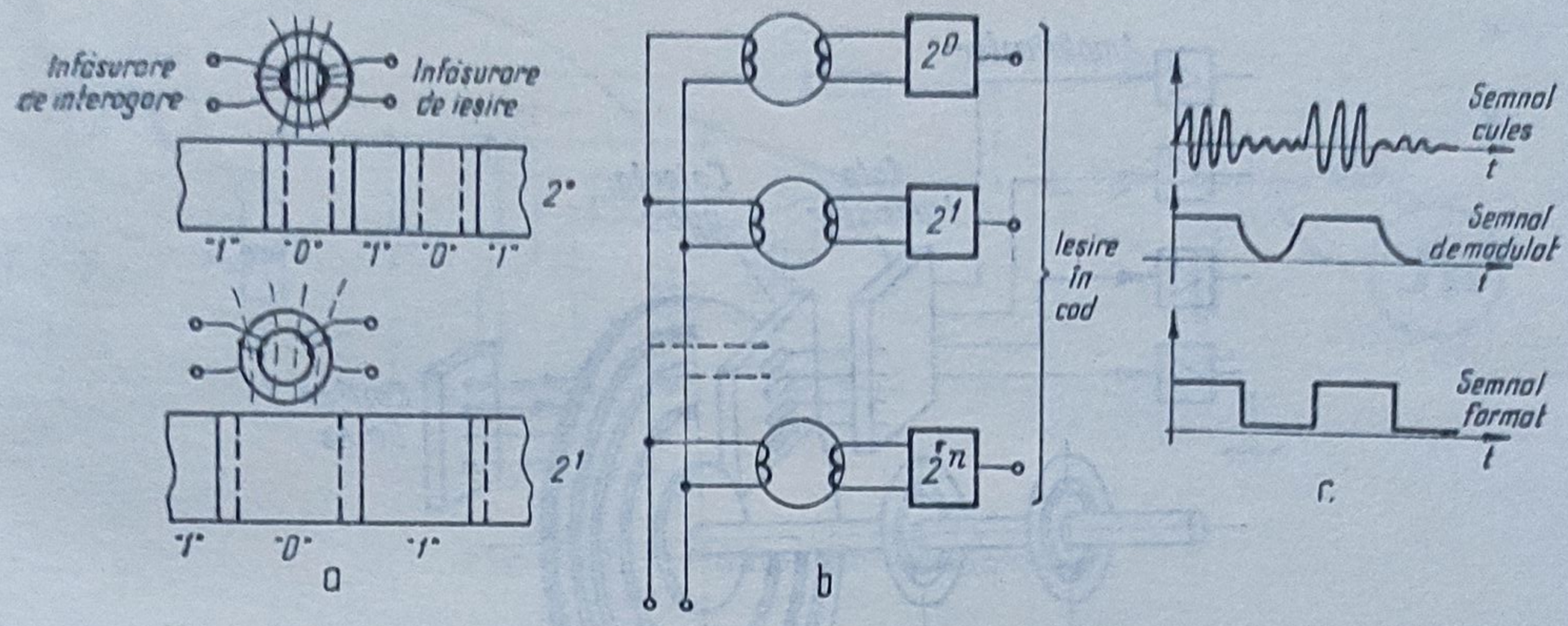


Fig. 7.40. Disc absolut magnetic :
a — organizarea datelor ; *b* — schema bloc ; *c* — diagrama de semnal.

tudine constantă (fig. 7.40). Tensiunea de ieșire este deci tot o sinusoidă de 200 kHz, cu amplitudinea dependentă de poziția torului în raport cu zonele magnetizate. Dacă zona este magnetizată, circuitul magnetic este saturat și tensiunea de ieșire se situează la nivel scăzut. Dacă torul se află în dreptul unei zone nemagnetizate, tensiunea indusă în circuitul magnetic nesaturat are nivel ridicat. Semnalul obținut este demodulat și apoi format cu un circuit de tip trigger Schmitt.

Ca și la discurile cu contact, pot apare ambiguități atunci cînd mai mult de 1 bit se modifică simultan. Această eroare se poate îndepărta utilizînd coduri de tip ciclic (de exemplu Gray) sau dispunînd torurile de citire pe principiul enunțat la citirea în V. Prin construcție și mai ales prin tehnica cerută de citirea informației, traductoarele absolute magnetice sînt mai complexe decît cele de contact, dar au o durată de viață mult sporită față de acestea. Totuși, aplicarea lor în industrie este limitată de condițiile de mediu, prezența unor cîmpuri magnetice externe făcînd imposibilă utilizarea unor astfel de traductoare.

c) *Discuri absolute optice.* Majoritatea traductoarelor numerice absolute utilizate în prezent se bazează pe principii optice și conversie fotoelectrică. Discul codat este realizat din sticlă specială pe care sînt trasate spații transparente și opace corespunzător zonelor conductoare și izolante de la discurile cu contact. La disc se asociază o sursă luminoasă cuplată cu un sistem optic și, în final, o matrice de fotoelemente dispuse radial. Configurația de bază este indicată în figura 7.41.

Ca și la celelalte tipuri de discuri, performanțele sînt dictate de calitatea realizării discurilor. La execuția acestora se utilizează tehnici de reproducere fotografică de înaltă calitate, putîndu-se ajunge la linii radiale distanțate cu 0,067 secunde de arc, ceea ce corespunde la o rezoluție de $1 : 10^8$. În afară de codul Gray binar, utilizat datorită proprietății sale de monostropicitate, se mai utilizează codul binar natural, coduri ciclice, coduri BCD, precum și coduri ce simulează diferite funcții : sin, cos, log.

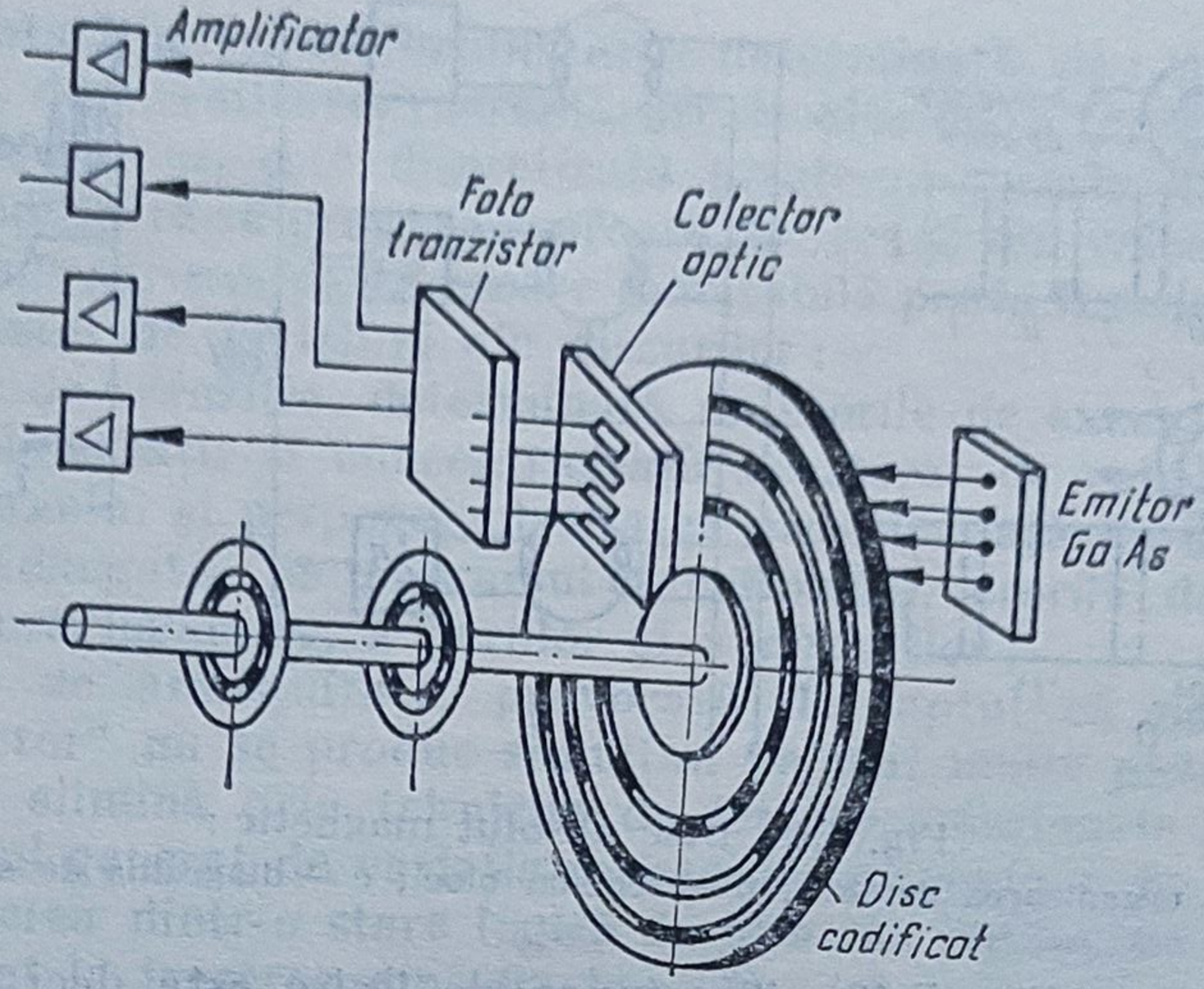


Fig. 7.41. Disc optic absolut.

Durata de viață este determinată de frecările în lagăre (rulmenți) și de sursa de lumină.

Ca emițător de lumină se folosesc îndeosebi diode luminiscente Galliu-Arseniu (GaAs) cu durata de viață lungă ($>10^5$ ore) și o extremă insensibilitate la solicitări mecanice (șocuri, vibrații). Față de varianta de iluminare reprezentată în figura 7.41, se poate utiliza și o singură sursă luminoasă (de exemplu, bec cu incandescență) asociată cu un sistem optic care polarizează corespunzător lumina în dreptul fiecărei piste.

În figura 7.42 sînt prezentate cele două modalități mai răspîndite de iluminare a discului folosind un bec cu incandescență. În figura 7.42, *a*, sistemul bec-lentilă iluminează o față a discului, iar senzorii sînt dispuși în dreptul unei fante polarizate în dreptul unei linii de citire. În figura 7.42, *b*, sistemul optic produce o singură linie luminoasă, care se proiectează pe linia de citire de pe disc. Cu filamente speciale, pe un disc cu diametrul de 150 mm se pot citi pînă la 5 000 biți.

Receptorul este realizat cu fototranzistori sau fotodiode, eventual celule fotovoltaice, în toate situațiile elementele fotosensibile fiind asociate cu circuite de amplificare și formare adecvate. Astfel, pentru o celulă fotovoltaică

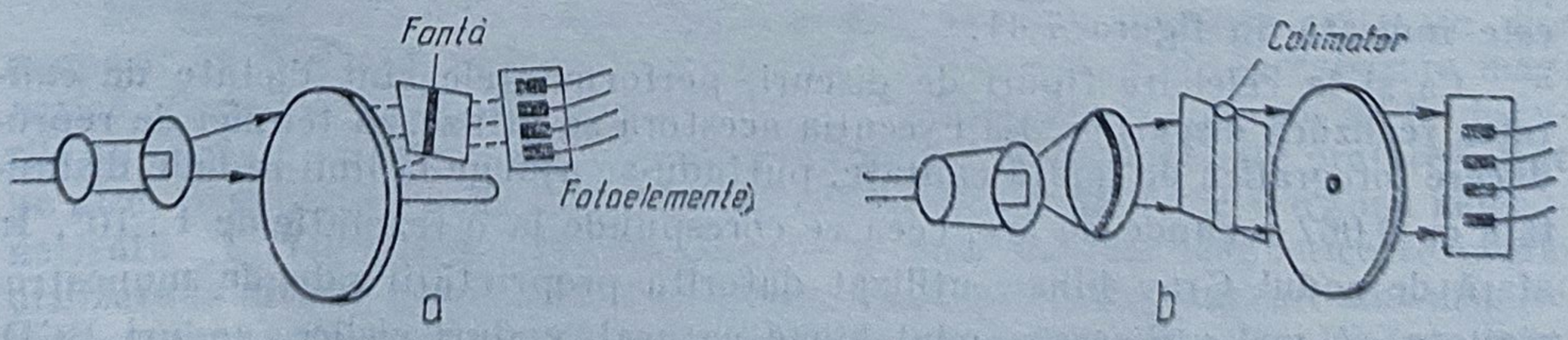


Fig. 7.42. Modalități de iluminare a discurilor optice:
a — cu fantă; *b* — cu colimator.

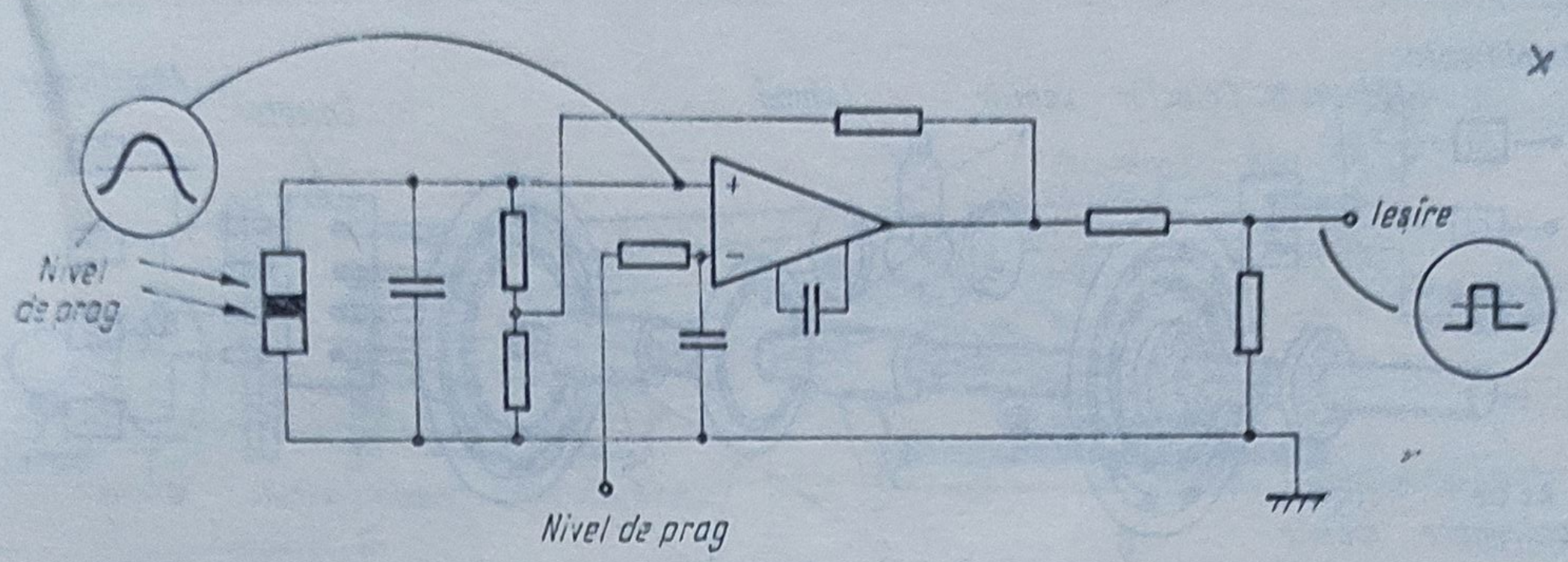


Fig. 7.43. Formator de semnale.

cu siliciu se obține o tensiune de 20—40 mV pe o rezistență de sarcină de 10 kΩ și apoi se amplifică cu circuite de tip Trigger-Schmitt care oferă o ieșire semnal logic, „0“ sau „1“ în funcție de zona opacă sau transparentă. În figura 7.43 se prezintă un astfel de circuit de formare cu un nivel de prag de circa 10 mV (8 mV÷12 mV) pentru fiecare pistă.

O eroare specifică acestor sisteme de citire optice este eroarea de histerezis, provocată de diferența în nivel de tensiune între trecerea din zona întunecoasă în zona transparentă față de trecerea inversă. Acest fenomen este ilustrat în figura 7.44 și apare ca un joc de valoare δ între pozițiile indicate la deplasare la dreapta, respectiv la stînga. Aceasta însă poate fi și un avantaj, pentru că, prin măsuri adecvate, poate asigura corecția erorilor ce apar datorită vibrațiilor, tehnică asupra căreia se va insista la traductoarele incrementale, unde se vor prezenta și alte metode de baleiere a discurilor optice.

Ca și traductoarele de tip selsin, discurile codate se pot folosi la măsurarea indirectă a deplasărilor liniare prin cuplarea mai multor discuri cu raporturi de reducere adecvate, astfel încît să asigure măsurarea cu precizie de 10 μ la deplasări pe domenii de 2—10 m. Ținînd seama și de viteza de deplasare a organului mobil, în această situație doar discurile optice sînt recomandabile, întrucît asigurarea măsurării cu precizie 10^{-2} mm la o viteză de 10 m/min implică o frecvență de cel puțin 20 kHz pe pista cea mai

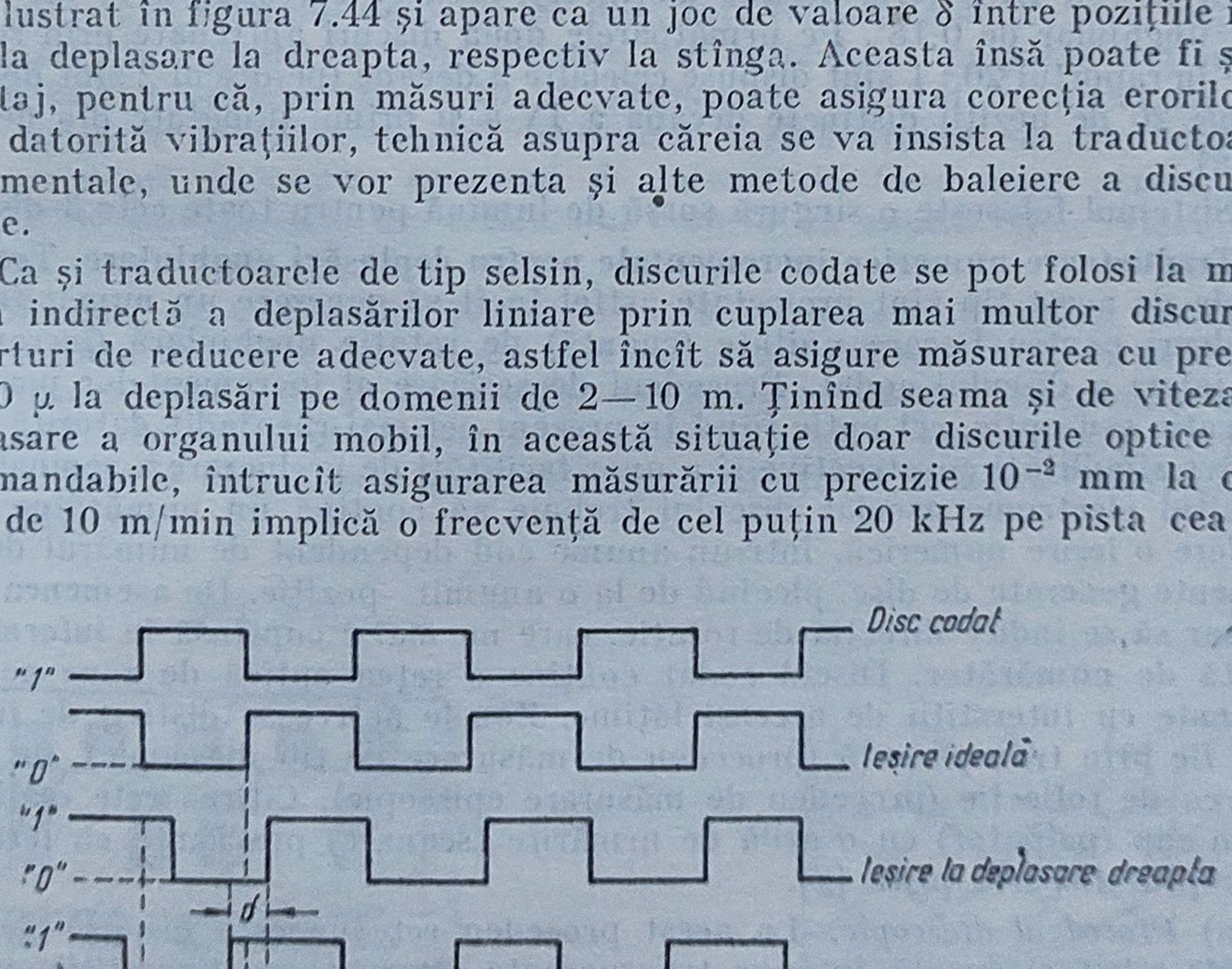


Fig. 7.44. Eroare de histerezis la traductoare optice incrementale.

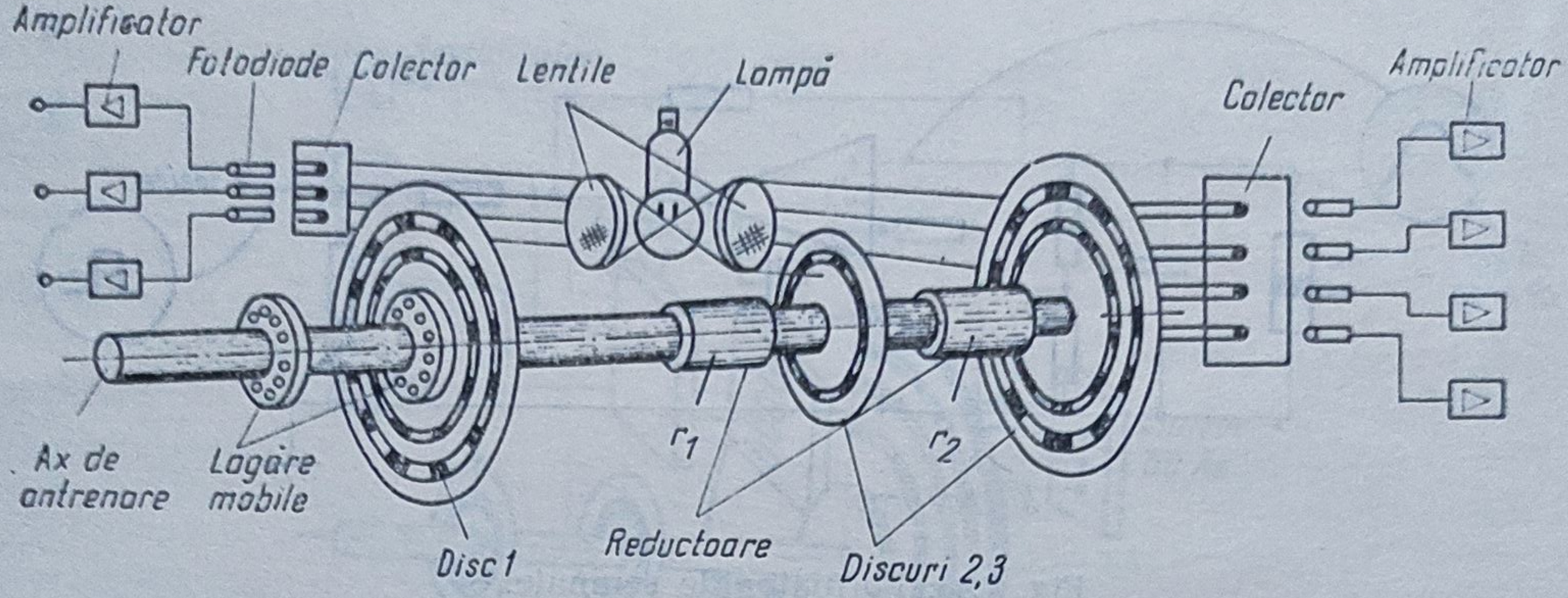


Fig. 7.45. Traductor absolut cu mai multe discuri.

puțin semnificativă. În figura 7.45 este prezentată schema de principiu pentru un astfel de traductor, conceput să fie antrenat de organul mobil printr-un pinion care se rotește pe o cremalieră de măsură solidară cu suportul pe care se execută deplasarea. Domeniul acoperit este de 4 m, cu precizie 10 μ, sau — la măsurare directă de unghi — 360°, cu precizia 0,18°.

Sistemul conține 3 discuri, primul disc avînd codificate 1 000 de combinații în cod BCD (trei decade distincte), ceea ce corespunde la un increment unghiular de 0,18°. Pe următoarele două discuri antrenate prin reductoare în raportul 20 : 1 sînt dispuse celelalte 3 decade (pe discul 2 sînt dispuse pe cele 20 de poziții distincte decada a IV-a și prima jumătate din decada a V-a).

Sistemul folosește o singură sursă de lumină pentru toate cele 3 discuri.

Traductoare numerice incrementale pentru deplasări unghiulare. Traductoarele de acest tip sînt proiectate astfel încît să genereze un număr fix de impulsuri pentru fiecare unitate (cuantă) de rotație unghiulară (increment unghiular) a discului codat. Procedeul de sesizare al incrementelor poate fi magnetic sau optic, cel optic fiind în prezent cel mai răspîndit datorită unei relative simplități constructive și a unor facilități de prelucrare a semnalelor. Circuitul electronic asociat discului trebuie să conțină un numărător care să ofere o ieșire numerică, într-un anume cod dependent de numărul de incremente generate de disc, plecînd de la o anumit poziție. De asemenea este necesar să se indice direcția de rotație, care nu mai e cuprinsă în informația oferită de numărător. Discul codat conține o rețea optică de zone active, alternate cu interstiții de aceeași lățime. Zonele active se disting de interstiții fie prin transparență (procedeu de măsurare de tip diascopic), fie prin puterea de reflecție (procedeu de măsurare episcopic). Citirea este realizată de un cap (palpator) cu o grilă de urmărire (scanare) prevăzută cu ferestre în dreptul fiecărei piste [2].

a) *Procedeul diascopic.* La acest procedeu rețeaua este dispusă pe un disc de sticlă și constă în zone transparente alternate cu interstiții opace. Lumina lămpii este dirijată printr-un sistem de lentile optice paralel prin disc spre reticulul palpator (fig. 7.46, *a*). Cînd discul se rotește în raport cu capul

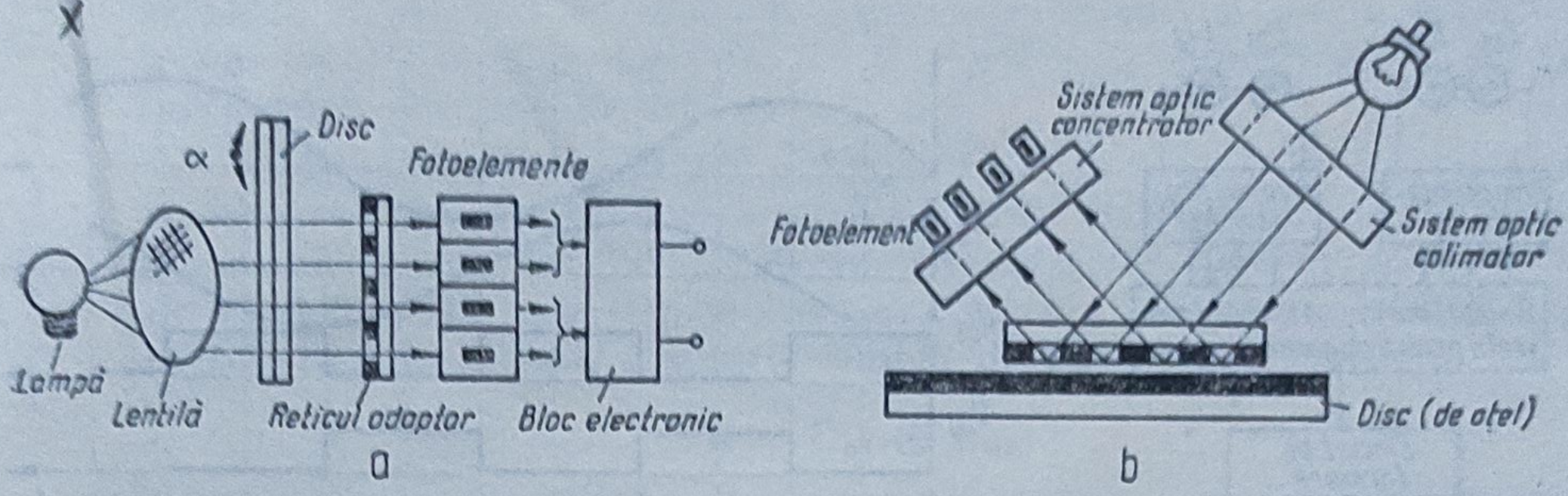


Fig. 7.46. Procedee de citire fotoelectrică :
a — diascopic ; *b* — episcopic.

de citire, intensitatea luminoasă ce acționează asupra fotoelementelor variază periodic, variațiile de intensitate sînt transformate de fotoelemente în semnale electrice, fiecare fotoelement baleind mai mulți pași de rețea simultan. Prin aceasta fluxul luminos ce trebuie exploatat este mai puternic, astfel încît micile imperfecțiuni sau impurități locale nu falsifică rezultatul măsurării.

b) *Procedeul episcopic.* La acest procedeu rețeaua de măsură este aplicată pe un disc inoxidabil și constă din striații reflectorizante. Lumina lămpii cade oblic prin reticulul palpator pe disc, este reflectată de acesta și după ce retraversează interstițiile transparente ale reticulului palpator acționează asupra fotoelementelor (fig. 7.46, *b*). Deplasarea discului în raport cu reticulul palpator produce variații luminoase asemănătoare cu cele obținute prin procedeul diascopic, maximul de intensitate fiind atins atunci cînd interstițiile transparente ale reticulului coincid cu zonele reflectorizante de pe disc.

Sistemul de obținere și prelucrare a semnalelor este același indiferent de procedeul de măsurare utilizat. Cel mai răspîndit sistem de citire constă în utilizarea unei grile de scanare [2], avînd patru ferestre poziționate astfel încît ieșirile fotoelementelor sînt decalate cu un sfert de perioadă (fig. 7.47, *a*), ceea ce duce la obținerea a patru semnale sinusoidale decalate fiecare cu 90° (fig. 7.47, *b*).

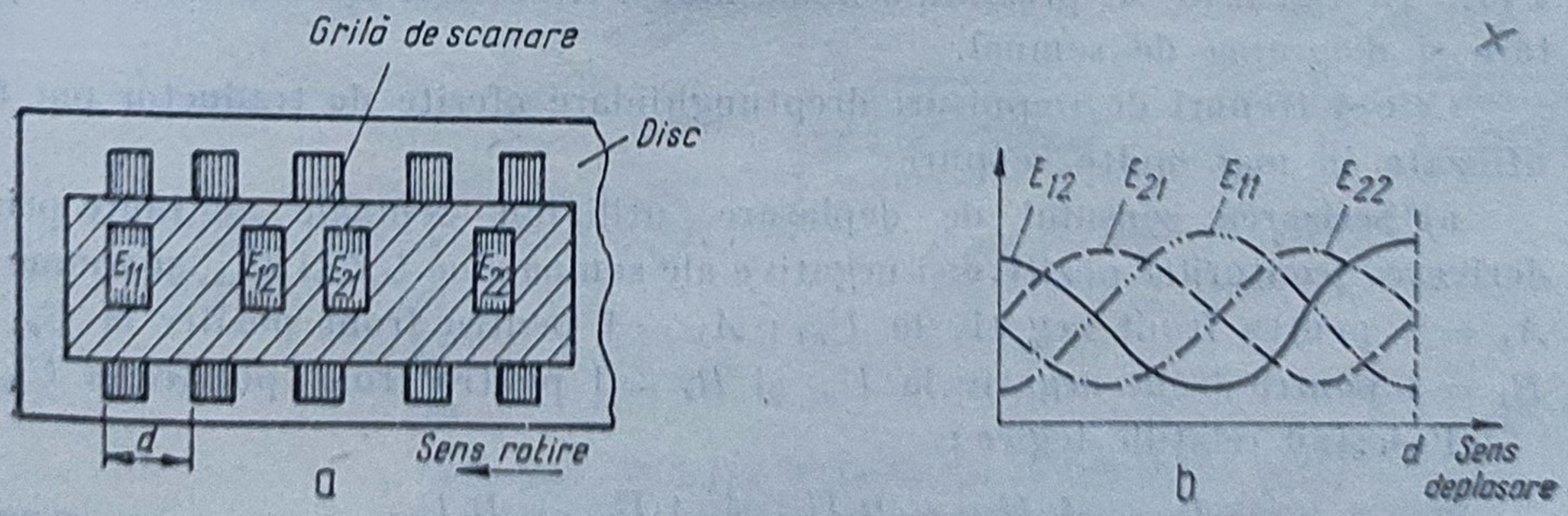


Fig. 7.47. Procedeu de scanare multiplă :
a — amplasarea fotoelementelor ; *b* — diagrama de semnal.

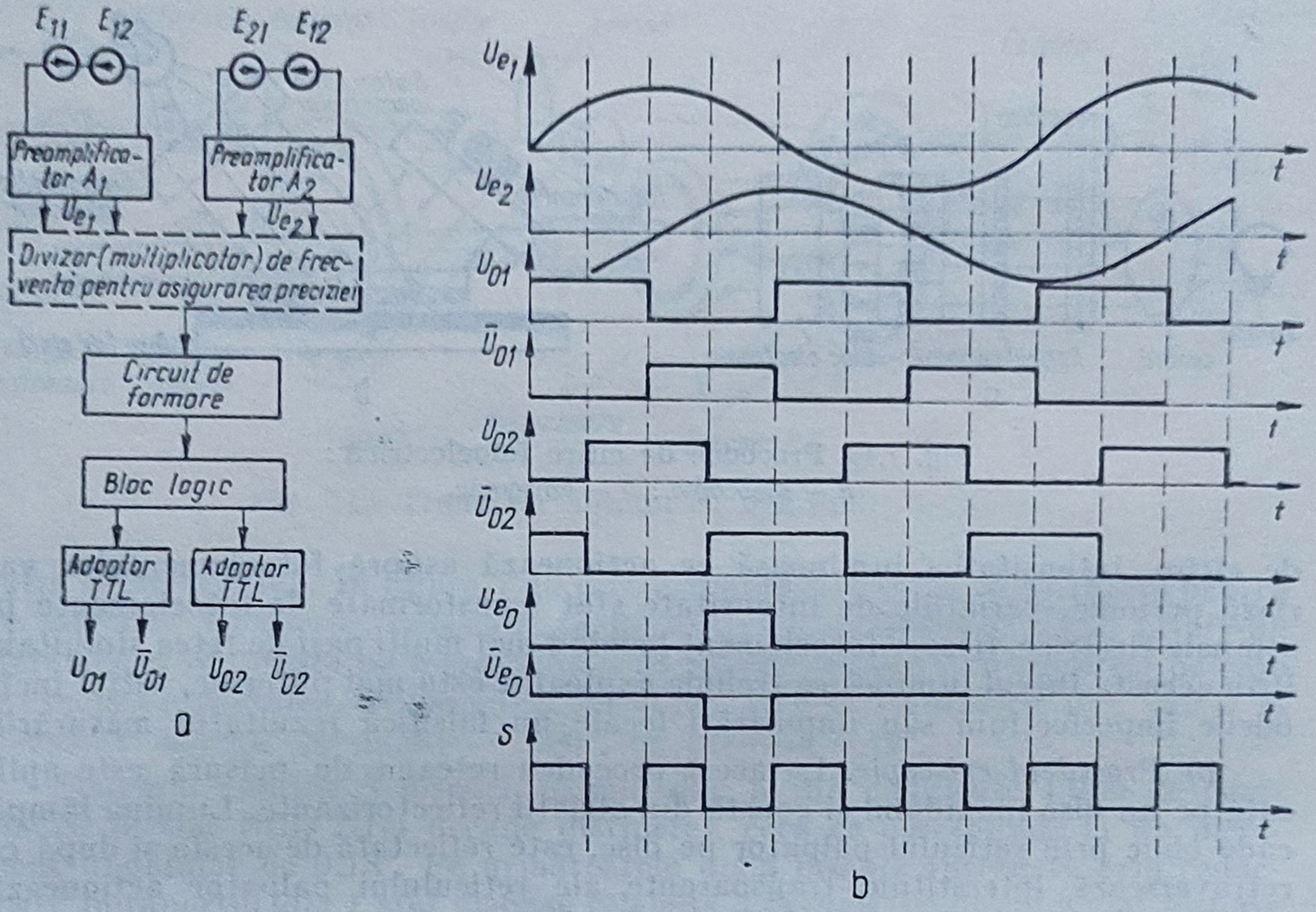


Fig. 7.48. Adaptor pentru traductor optic incremental :
a — schema bloc ; *b* — diagrama de semnal.

Cele patru fotoelemente asociate reticulului palpator sînt cuplate pe perechi, în montaj diferențial, astfel că de la fiecare pereche de fotoelemente (E_{11}/E_{12}) respectiv (E_{21}/E_{22}) se obțin două semnale cvasisinusoidale U_{e1} și U_{e2} defazate cu 90° electrice între ele. În plus, se generează un semnal de zero la un număr întreg de diviziuni utilizat la controlul impulsurilor false sau pentru reproducerea unei poziții de referință. Semnalele furnizate de capul de testare sînt introduse într-un bloc electronic de prelucrare a impulsurilor unde sînt amplificate, formate prin triggere Schmitt și adaptate pentru logică TTL. În fig. 7.48 se prezintă schema bloc a circuitelor electronice de adaptare și diagrama de semnal.

Cele 4 trenuri de impulsuri dreptunghiulare oferite de traductor pot fi utilizate în mai multe scopuri :

a) Sesizarea sensului de deplasare, utilizînd semnale obținute prin derivarea fronturilor pozitive și negative ale semnalelor U_{a1} și U_{a2}, și anume : $A_1 = 1$ pentru front negativ la U_{a1} ; $A_2 = 1$ pentru front pozitiv la U_{a1} ; $B_1 = 1$ pentru front negativ la U_{a2} și $B_2 = 1$ pentru front pozitiv la U_{a2}.

Folosind relațiile logice :

$$\begin{aligned} D_r &= A_1 U_{a2} + B_1 \bar{U}_{a1} + A_2 \bar{U}_{a2} + B_2 U_{a1} \\ S_l &= A_1 \bar{U}_{a2} + B_1 U_{a1} + B_2 U_{a2} + B_1 \bar{U}_{a1} \end{aligned} \qquad (7.30)$$

se obțin impulsuri „1“ la deplasarea spre dreapta și „0“ la deplasarea spre stînga pe ieșirea *Dr*, respectiv „1“ la deplasarea spre stînga și „0“ la deplasarea spre dreapta pe ieșirea *St*.

b) Exploatarea multiplă a semnalelor, în sensul că pentru același increment se pot obține două, patru sau mai multe impulsuri printr-o logică adecvată. Astfel, relațiile (7.30) permit obținerea de impulsuri cu frecvență de 4 ori mai mare decît a semnalelor U_{a1}, U_{a2}. În figura 7.48, *b*, ultima caracteristică reprezintă o soluție simplă de dublare a frecvenței, cu relația :

$$S = U_{a1} \oplus U_{a2}$$

c) Corectarea impulsurilor parazite. Aceste impulsuri provin în special din două cauze mai importante : vibrațiile sistemului mecanic de antrenare a discului și suportului reticulului palpator și respectiv cîmpurile electrice și electromagnetice exterioare. Pentru combaterea vibrațiilor se poate folosi schema din figura 7.49, *a* la care cele 2 trenuri de impulsuri de ieșire decalate cu 90° sînt prelucrate astfel încît la mișcări vibratorii în numărătorul reversibil *NR* se adună și se scad același număr de impulsuri. Pentru combaterea impulsurilor parazite, pe lîngă măsurile de ecranare și separare galvanică a circuitelor de măsurare față de cele de curenți tari, se poate utiliza schema de principiu din figura 7.49, *b*, bazată pe ideea că un impuls parazit afectează ambele căi de transmisie a informației.

Datorită robusteții, simplității constructive și costului redus, posibilităților de a fi realizate în variante protejate la impurități și vibrații, rezoluției ridicate pînă la 360 000 de impulsuri pe rotație, traductoarele incrementale rotative sînt cele mai utilizate și în domeniul măsurării indirecte a deplasărilor liniare, singura restricție fiind legată de existența unor jocuri prea mari în sistemul mecanic de transformare a mișcării de rotație în translație.

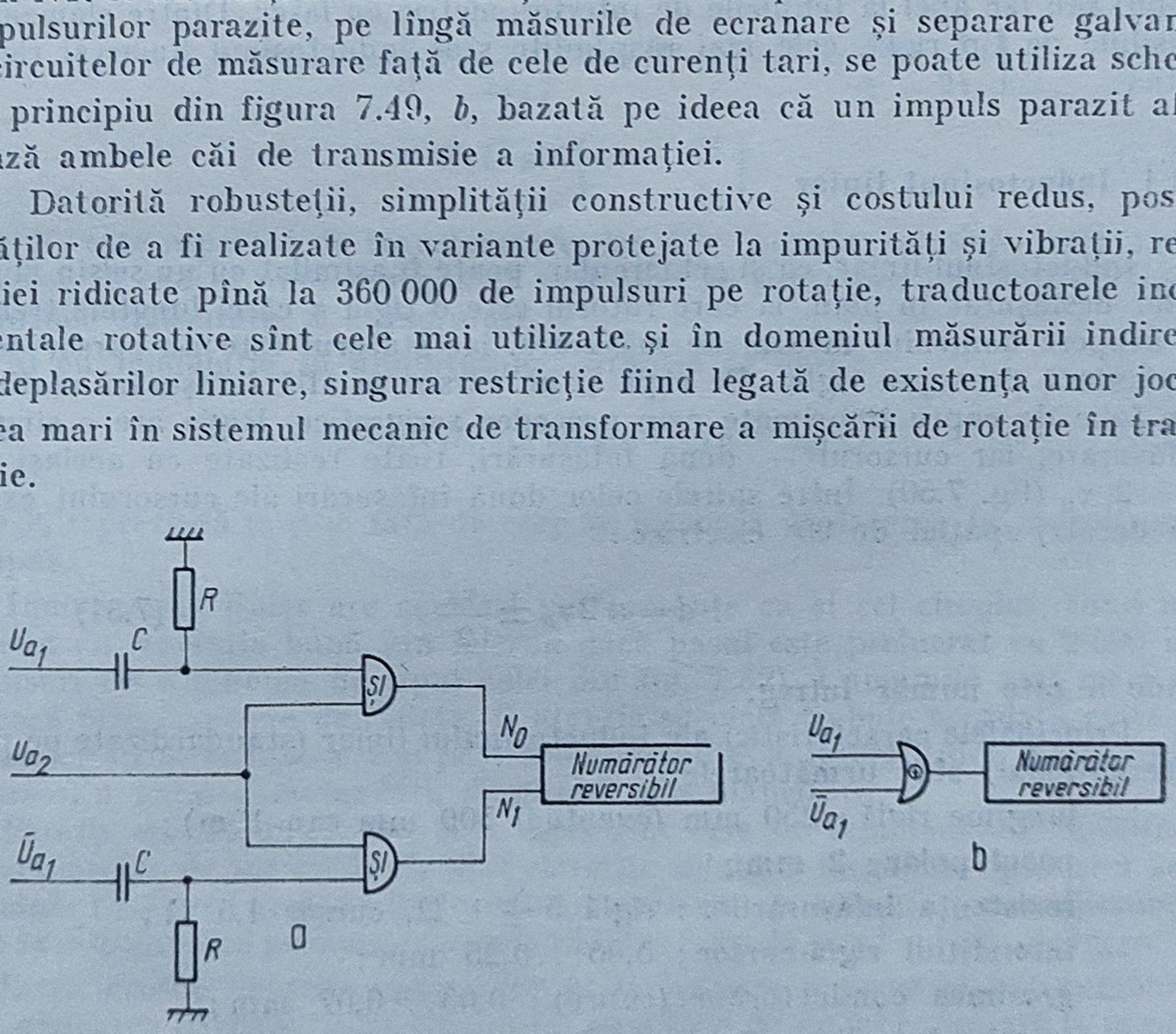


Fig. 7.49. Mijloace de protecție la impulsuri parazite :
a — combaterea vibrațiilor ; *b* — combaterea impulsurilor parazite.

7.4. Traductoare pentru deplasări liniare mari

Deplasările mari de ordinul metrilor sau zecilor de metri se întîlnesc în procese industriale din industria constructoare de mașini (mașini-unelte cu comanda numerică), metalurgice (laminare), materiale de construcții (benzi transportoare) etc. Aceste deplasări se pot măsura direct cu elemente sensibile liniare (absolute sau incrementale) sau indirect, apelînd la elemente sensibile unghiulare de tip ciclic absolut (selsin) sau numeric absolut (disc codat). Pentru utilizarea acestor ultime elemente sensibile sînt necesare doar sisteme mecanice adecvate de conversie a mișcării liniare în circulară. Cele mai utilizate metode care asigură conversia liniar-circulară sînt : a) pinion cremalieră, b) șurub-piuliță, c) bandă rulantă, d) cablu și resort.

Pentru măsurări corecte, trebuie luate precauții speciale de combatere a jocurilor, a histerezisului mecanic etc.

Traductoarele pentru măsurarea directă a deplasărilor liniare mari sînt de tip riglă (dispusă de regulă pe suportul pe care se deplasează organul mobil) sau fac apel la tehnicile de interferometrie cu laser. Dintre elementele sensibile de tip riglă, cele mai răspîndite sînt inductosinul liniar și riglele optice.

7.4.1. Inductosinul liniar

Inductosinul liniar, ca și cel circular, poate fi asimilat cu un selsin multipolar desfășurat în plan, la care rotorul este o riglă a cărei lungime trebuie să acopere domeniul maxim de măsurare, iar statorul este un cursor ce se deplasează deasupra riglei. Pe riglă și pe cursor se află înfășurări realizate din folie de cupru imprimate prin procedee serigrafice. Rigla are o singură înfășurare, iar cursorul — două înfășurări, toate realizate cu același pas $p = 2\ \tau_p$ (fig. 7.50). Între spirele celor două înfășurări ale cursorului există un decalaj spațial de 90° electrice :

$$d = n\,2\tau_p \pm \frac{\tau_p}{2} \qquad (7.31)$$

unde n este număr întreg.

Principalele caracteristici ale inductosinului liniar (standardizate pe plan internațional) sînt următoarele :

— lungime riglă : 250 mm (eventual 500 mm sau 1 m) ;
— pasul polar : 2 mm ;
— rezistența înfășurărilor : riglă $5 \pm 1\ \Omega$, cursor 1,5 Ω ;
— interstițiul riglă-cursor : 0,05...0,25 mm ;
— grosimea conductorilor (cupru) : 0,03...0,07 mm ;
— număr de poli pe rigleta standard : 64...96 ;
— frecvența tensiunii de alimentare : 2—10 kHz ;
— raportul dintre tensiunea inductoare și cea indusă : 150...200.

Inductosinul se poate utiliza ca traductor absolut în domeniul unui semipas (semiperioadă) de 2 mm și ca traducter ciclic absolut într-o schemă care contorizează numeric numărul de semipași (treceri prin 0 ale tensiunii proporționale cu defazajul) și apoi măsoară numeric sau analogic faza în cadrul unui pas. Se pot folosi mai multe variante de alimentare: pe riglă, cu prelucrare a două semnale culese din înfășurările cursorului, sau pe cursor cu două tensiuni și prelucrînd un singur semnal de ieșire. Această ultimă soluție este mult mai răspîndită în cele două variante:

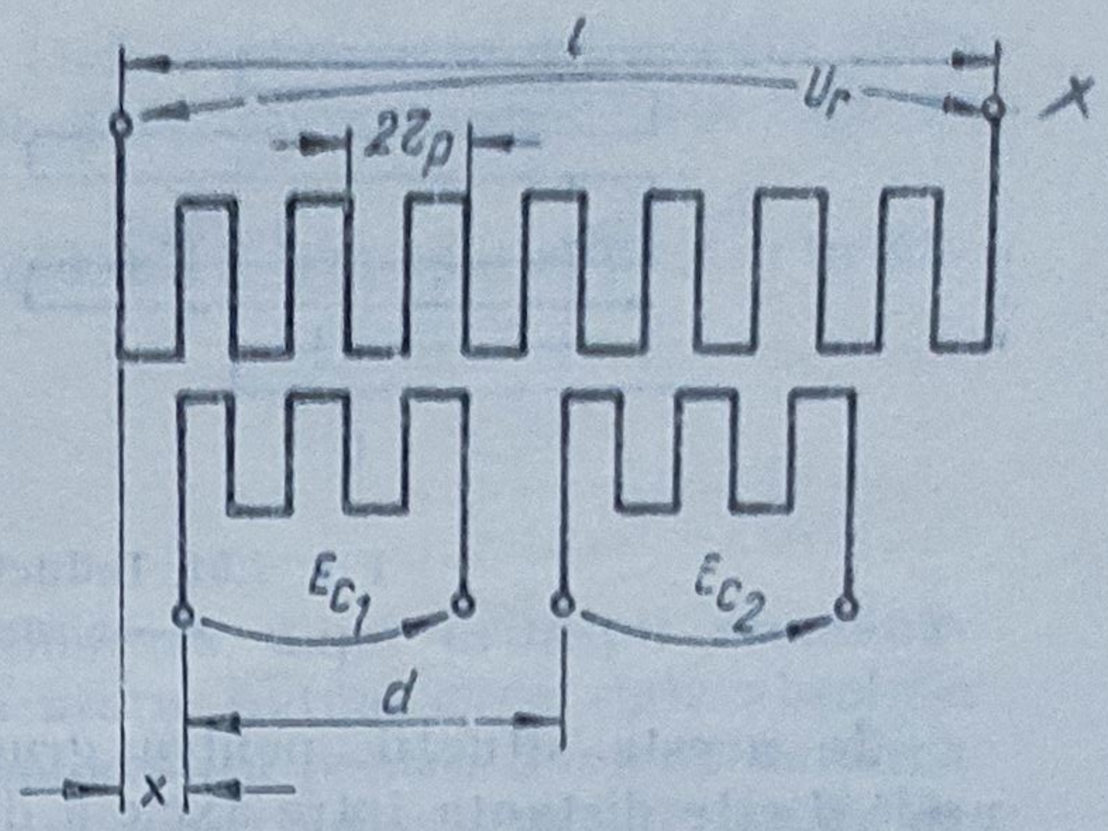


Fig. 7.50. Inductosin liniar.

a) cu modulație de fază, situație în care tensiunea de ieșire din riglă, atunci cînd rotorul este alimentat cu tensiunile $U \sin \omega t$, $U \cos \omega t$, este:

$$U_r = K_t U \sin \omega t \cos\left(2\pi \frac{x}{2\tau_p}\right) - K_t U \cos \omega t \sin\left(2\pi \frac{x}{2\tau_p}\right) =$$

$$= K_t U \sin\left(\omega t - \frac{\pi x}{\tau_p}\right) \tag{7.32}$$

unde K_t este raportul de transformare, iar x — poziția relativă între riglă și cursor în cadrul unui semipas ($x = 0$ cînd se suprapun înfășurările riglei cu prima înfășurare a cursorului).

b) cu modulație în amplitudine, situație în care:

$$U_r = K_t U \sin \omega t \sin \frac{\pi}{\tau_p}(x - x_0) \tag{7.33}$$

unde x_0 reprezintă poziția față de care se măsoară deplasarea în cadrul unui semipas.

Inductosinul liniar are aceleași performanțe ca și cel circular, fiind un element cu rezoluție bună (un micron dacă pasul este prelucrat cu 2 000 de impulsuri cu o schemă de tipul celei din fig. 7.32). Lungimile mai mari se măsoară prin înseriere de riglete. O atenție specială trebuie acordată evitării excentricităților la înseriere și păstrării constante a interstițiilor dintre riglă și cursor, a paralelismului față de ghidaj și a planeității.

Erorile de măsurare cele mai mari sînt cele de temperatură. Specifice traductoarelor de tip riglă, ele sînt datorite dilatării inegale a riglei și a suportului. De aceea trebuie luate măsuri speciale de corecție (apar diferențe chiar la poziționarea pe o mașină-unealtă între faza „la rece" și faza „de lucru"). În sfîrșit, erorile datorite cîmpurilor perturbatoare externe se pot combate prin ecranarea părții active a cursorului cu o folie de metal conectată la masă.

Pentru domenii mari se utilizează și inductosine așa-zise cu „pas mare", realizate în două configurații prezentate în figura 7.51.

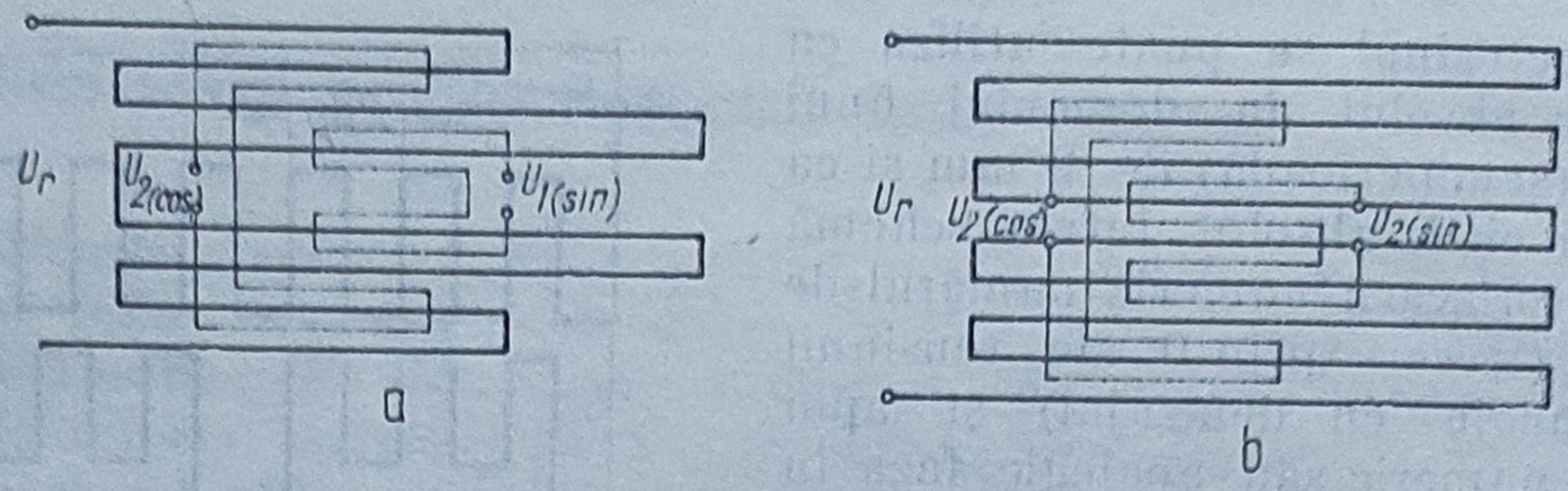


Fig. 7.51. Inductosin cu „pas mare" :
a — mediu ; *b* — grosier.

În aceste situații, pentru grupul conic de conductoare $\tau_p = d \sin\alpha$, unde d este distanța între axele a doi conductori apropiați în direcția deplasării cursorului, iar α — unghiul rețelei de pe riglă în direcția de deplasare a rotorului. Cu un astfel de sistem se pot obține rigle fără înseriere, de 2 și chiar 4 m, dar rezoluția este mult redusă.

Schemele electronice de prelucrare a semnalelor oferite de inductosinul liniar sînt asemănătoare cu cele de la inductosinul rotativ. În figura 7.52 se prezintă schema bloc pentru un sistem de măsurare a deplasării pe o axă și oprire la cotă fixată [18].

Procedeul de măsurare constă în prelucrarea numerică a fazei semnalului e față de faza unui semnal de referință e_d, care reprezintă ultima poziție a organului mobil OM. Ciclul de măsurare se desfășoară astfel :

1°. Se testează dacă defazajul dintre e și e_d este $< 180°$; dacă da, la fazmetru merge e, dacă nu $\bar{e}$, pentru a asigura măsurări doar pe o semiperioadă (0 pînă la 180°).

2°. Se compară e (sau $\bar{e}$) cu e_d ; dacă OM și-a schimbat poziția apare defazaj între e și e_d, iar în AC intră trenul de impulsuri DEF care reprezintă cota reală.

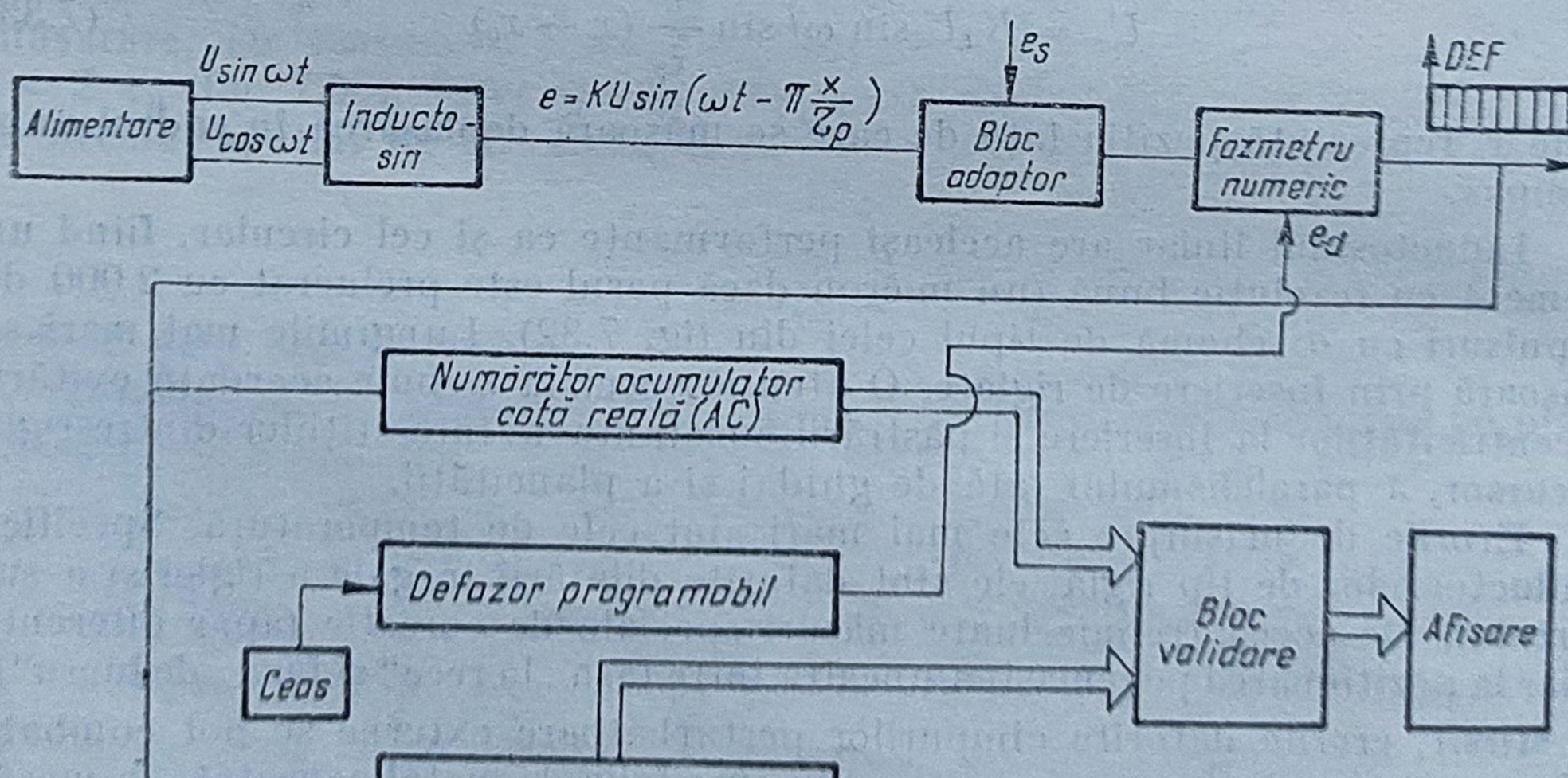


Fig. 7.52. Sistem de măsurare pentru inductosin.

3°. În funcție de semnul diferenței de fază testată la punctul 2° în defazorul DP se trece conținutul AC (la semn plus) sau complementul față de 2 000 (la semn minus).

4°. DP prepară în funcție de conținutul lui AC semnalul e_a pentru următorul test de măsurare.

7.4.2. Rigle optice

Riglele optice se realizează și funcționează după principii asemănătoare cu discurile fotoelectrice codate. Ca atare, putem avea rigle absolute și rigle incrementale. Riglele absolute se pot realiza pentru domenii de circa 1 m cu precizie de 1 micron, fiind cele mai precise traductoare industriale de deplasare. Costul unor astfel de rigle este foarte ridicat, iar problemele de asigurare a rectiliniarității și a pasului constant fac imposibilă utilizarea acestor rigle pe domenii mari. În plus, ele sînt foarte sensibile la impurități (nu pot fi capsulate atît de etanș cum sînt discurile absolute). De aceea în cazul în care se dorește o măsurare absolută pe domeniu mare, se apelează la scheme de măsurare indirecte cu discuri absolute, iar în celelalte cazuri se apelează la măsurare directă incrementală.

În figura 7.53 este prezentată schema de principiu pentru o riglă incrementală, soluțiile de prelucrare a semnalului fiind aceleași ca la traductoare incrementale rotative optice.

Principalele probleme tehnice sînt legate de asigurarea unei montări corecte și a protecției adecvate. În figura 7.54 se prezintă modul de montare și protecție a unui traductor fotoelectric incremental cu riglă de măsurat din sticlă.

Carcasa din aluminiu profilată protejează rigla de măsurat. Blocul de testare este compus din capul de testare, montat pe un cărucior mobil pe rulment de precizie, care se deplasează în interiorul carcasei pe rigla de măsurat și din blocul de legătură cu elementul mobil a cărei deplasare se măsoară.

Fig. 7.53. Citire pe o riglă incrementală.

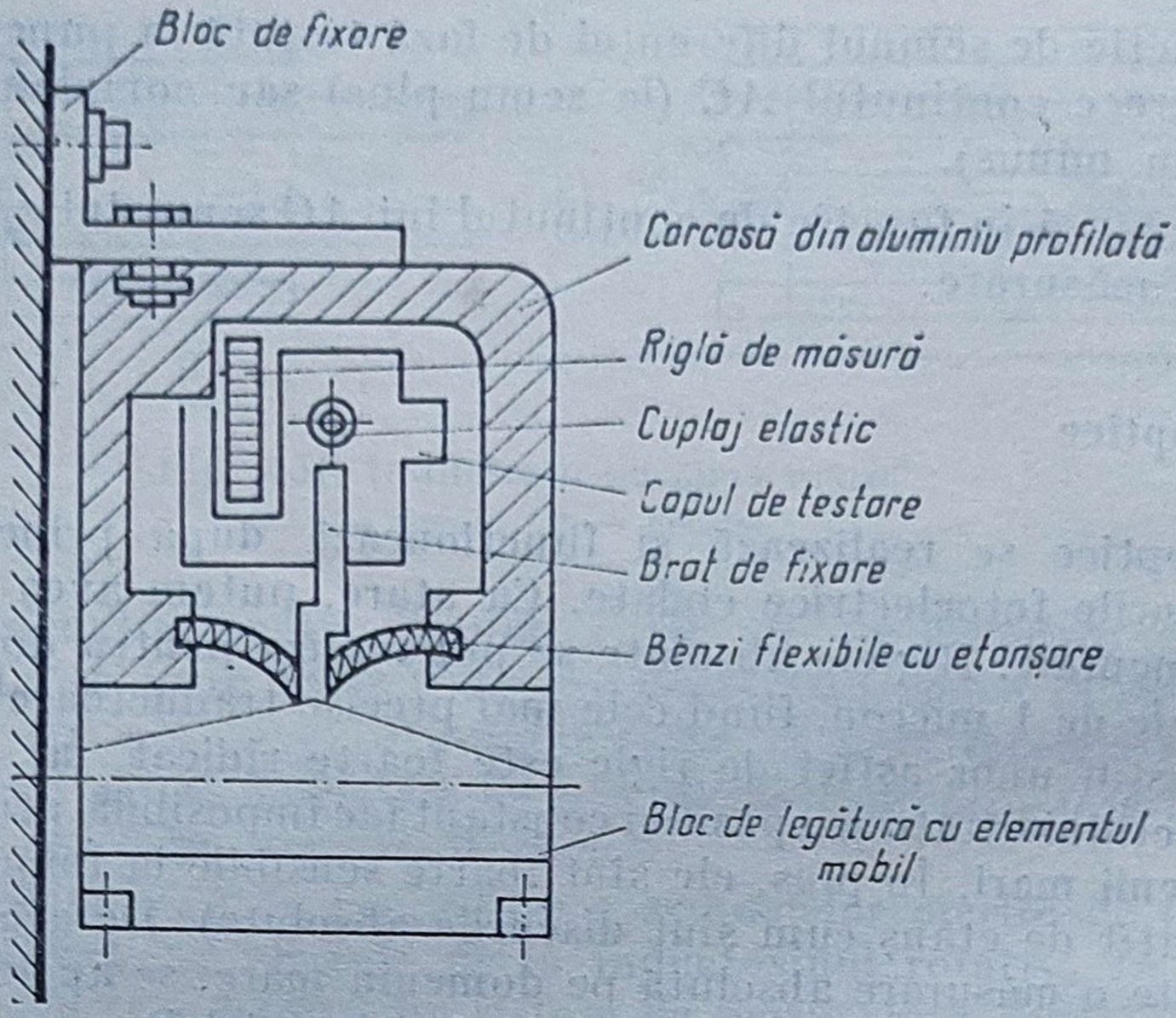


Fig. 7.54. Montarea riglelor incrementale.

Acest bloc este cuplat cu capul de testare printr-un braț de fixare etanșat la ieșirea din carcasă cu benzi flexibile rezistente la ulei, apă, șpan etc.

Riglele optice incrementale se utilizează cu succes pentru lungimi de pînă la 3 m. Pentru lungimi mai mari se utilizează rigle de oțel (procedeul de citire episcopic). Pentru mărirea preciziei se pot folosi tehnici de multiplicare electronică (interpolare în cadrul unui pas), ca și la discurile optice incrementale.

O variantă de traductor optic specifică riglelor este aceea care apelează la tehnica franjelor Moiré. Acestea sînt produse de variațiile în poziție relativă a două grile identice, suprapuse dar ușor nealiniate. Fiecare grilă constă dintr-o suprafață transparentă cu un mare număr de linii echidistante. La deplasarea unei grile peste cealaltă, sub un anumit unghi, apar alternanțe de zone luminoase și întunecate (franjele Moiré), care se deplasează cu cîte o cuantă la fiecare deplasare a grilei egală cu pasul rețelei de linii. Utilizarea acestor traductoare în industrie este restrînsă. Detalii și variante constructive se prezintă în [2].

7.4.3. Traductoare de deplasare cu laser

Dintre tehnicile de măsurare ce utilizează laserul, cea mai utilizată pentru traductoarele de deplasare este interferometria. De fapt, datorită complexității lor, interferometrele laser sînt denumite de obicei sisteme de măsu-

rare, dar funcţiile pe care le îndeplinesc în instalaţiile industriale fiind similare cu ale traductoarelor, încadrarea interferometrelor în categoria traductoarelor apare justificată.

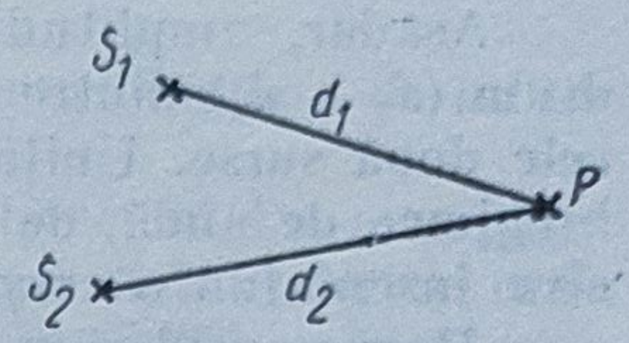


Fig. 7.55. Principiul interferometriei.

Principiul metodei interferometrice de măsurare a deplasărilor se bazează pe compararea distanţei de măsurat cu lurgimea de undă emisă de o sursă de referinţă şi exprimarea acestei distanţe printr-un număr proporţional cu numărul de franje de interferenţă sesizate într-un anumit punct. Pentru explicarea principiului de măsurare, se consideră două surse de oscilaţii armonice S_1 şi S_2 aparţinînd unui mediu omogen şi izotrop, care emit unde de aceeaşi amplitudine, cu aceeaşi frecvenţă şi cu diferenţă de fază nulă, deci cu următoarele legi de oscilaţie :

$$y_1 = A \sin 2\pi \frac{t}{T} \qquad y_2 = A \sin 2\pi \frac{t}{T}$$

Dacă se consideră un punct P situat la distanţă d_1 de sursa S_1 şi la distanţă d_2 de sursa S_2 (fig. 7.55), iar aceste distanţe sînt considerabil mai mari decît distanţa dintre surse, atunci amplitudinea oscilaţiei în punctul P este dată de relaţia :

$$y_p = y_{1p} + y_{2p}$$

$$y_p = A \sin 2\pi \left(\frac{t}{T} - \frac{d_1}{\lambda}\right) + A \sin 2\pi \left(\frac{t}{T} - \frac{d_2}{\lambda}\right)$$

sau

$$y_p = 2A \sin 2\pi \left(\frac{t}{T} - \frac{d_1 + d_2}{2\lambda}\right) \cos \pi \frac{d_1 - d_2}{\lambda}$$

Amplitudinea oscilaţiei în punctul P este deci

$$A_p = 2A \cos \pi \frac{d_1 - d_2}{\lambda} \tag{7.34}$$

şi este maximă pentru

$$\pi \frac{d_1 - d_2}{\lambda} = k\pi, \quad d_1 - d_2 = k\lambda \tag{7.35}$$

şi minimă pentru

$$\pi \frac{d_1 - d_2}{\lambda} = (2k + 1) \frac{\pi}{2}, \quad d_1 - d_2 = (2k + 1) \frac{\lambda}{2} \tag{7.36}$$

unde k ia valori întregi consecutive.

Relaţia (7.34) arată că prin interferenţă se obţin unde staţionare în spaţiu, deoarece amplitudinea A_p depinde de poziţia lui P, prin termenul $d_1 - d_2$, dar pentru un punct fixat este independentă de timp.

Așadar, amplitudinea undei rezultante este o măsură a diferenței de drum ($d_1 - d_2$) dintre cele două unde și implicit o măsură a distanței dintre cele două surse. Unitatea de măsură care exprimă această dependență este lungimea de undă, determinarea în P a două maxime de amplitudine succesive însemnînd o creștere (scădere) a distanței dintre surse cu λ.

Dacă considerăm acum situația în care S_1 și S_2 sînt situate pe o dreaptă perpendiculară pe planul $\mathcal{P}$, în care se află punctul P, locul geometric al punctelor care oscilează cu amplitudinea maximă este o familie de cercuri concentrice cu centrul în punctul de intersecție a dreptei cu planul, iar locul geometric al punctelor care oscilează cu amplitudine minimă este o altă familie de cercuri concentrice cu primele și intercalate între ele.

Prin particularizarea naturii oscilațiilor la radiația luminoasă și imprimînd condițiile ca fasciculele de lumină care interferează să fie omogene (monocromatice) și coerente (cu diferențe de fază constantă), relațiile determinate mai sus rămîn întrutotul valabile. Zonele de maxim și de minim vor purta în acest caz denumirea de franje de interferență (de maxim și de minim).

Așadar dacă S_1 și S_2 sînt două surse de lumină situate pe aceeași dreaptă și $\mathcal{P}$ un plan perpendicular pe dreaptă, imaginea obținută în planul $\mathcal{P}$ va fi o familie de cercuri luminoase (pentru $d_1 - d_2 = k\lambda$) și întunecate $\left[\text{pentru } d_1 - d_2 = (2k+1)\frac{\lambda}{2}\right]$, imagine care se modifică odată cu variația distanței dintre surse, astfel încît în același punct P se succed zone de iluminare maximă (minimă) pentru deplasări relative $k\lambda$ ale unei surse față de cealaltă.

De aici rezultă că metoda de aplicat pentru măsurarea distanței (deplasării) este plasarea în P a unui fotoelement care să sesizeze trecerea succesivă prin zone de iluminare maximă și, implicit, variația distanței cu $k\lambda$.

Pentru punerea în aplicare a principiului prezentat, aparatul cel mai utilizat este interferometrul MICHELSON [20]. Interferometrul se compune din laserul cu heliu-neon L, sistemul de lentile l_1, l_2, oglinda semitransparentă S, oglinzile reflectoare O_1, O_2, sistemul de detecție a franjelor de interferență SD (fig. 7.56).

Fasciculul luminos provenit de la laserul L este trecut prin sistemul de lentile l_1, l_2 pentru a-i reduce divergența. Fasciculul este divizat de către oglinda semitransparentă S. Cele două fascicule obținute sînt reflectate de

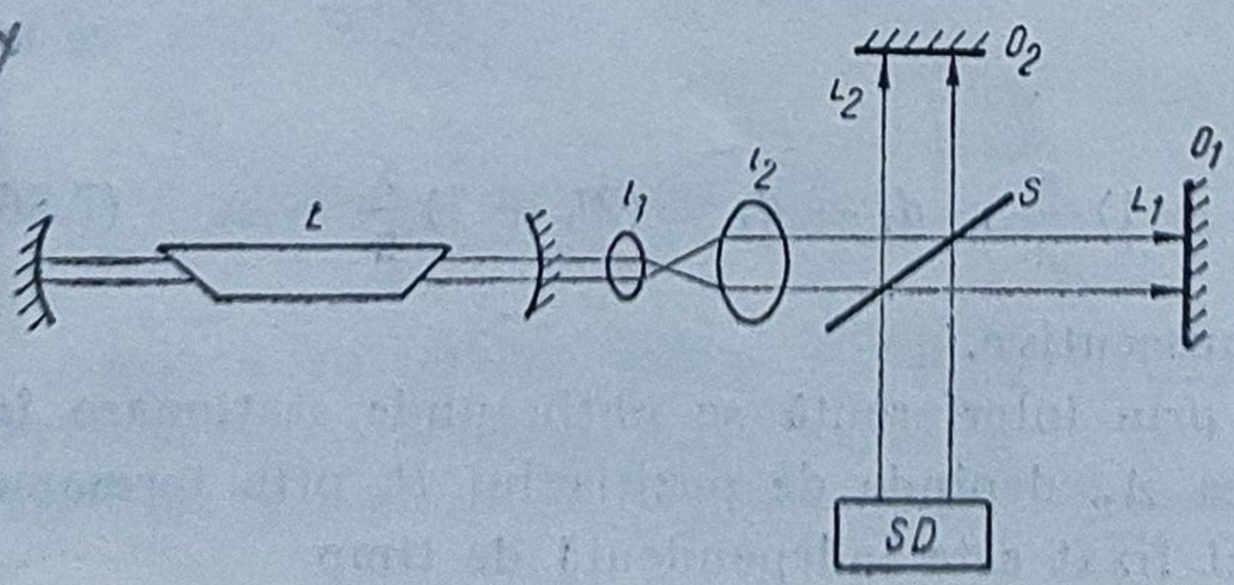


Fig. 7.56. Interferometru Michelson.

eglinzile O_1, O_2 și prin suprapunere vor da naștere unui fenomen de interferență, materializat printr-un sistem de franje.

Rezultatul interferenței într-un anumit punct al fasciculului emergent este determinat de defazajul introdus datorită parcurgerii distanțelor de lungimi diferite L_1 și L_2 ale interferometrului. Pornind de la (7.34), care dă variația armonică a intensității luminoase într-un punct și de la faptul că intensități luminoase egale se succed la intervale de 2π (echivalente cu deplasări λ), se poate scrie defazajul:

$$\Delta\Phi = \frac{2\pi d}{\lambda} = \frac{4\pi}{\lambda}(L_1 - L_2) \tag{7.37}$$

unde $d = 2(L_1 - L_2)$ reprezintă diferența de drum parcursă de cele 2 fascicule.

Considerînd inițial $L_1 = L_2$ și $\Delta\Phi = 0$, o anumită lungime orientată de-a lungul unuia dintre brațele interferometrului va fi măsurată prin deplasarea corespunzătoare a oglinzii respective. În acest caz defazajul care apare este o măsură directă a raportului dintre $l = L_1 - L_2$ și lungimea de undă a radiației de referință.

Sistemul de franje este sesizat cu două fotomultiplicatoare așezate astfel încît să primească lumină simultan de la o zonă de lumină maximă și respectiv de la una de lumină minimă (acest lucru corespunde unui defazaj de $\pi/2$).

Această diferență de fază este independentă de valoarea absorbită a lui Φ și permite determinarea sensului de deplasare al oglinzii mobile.

Un circuit logic cuplat cu un numărător reversibil primește semnalele de la cele 2 fotomultiplicatoare, adăugînd o unitate pentru o deplasare cu $\frac{\lambda}{2}$ într-un sens sau scăzînd o unitate pentru o deplasare similară în sens contrar. Rezultă deci o precizie de măsurare egală cu $\lambda/2$, care poate fi crescută prin prelucrarea numerică a defazajului pentru deplasări mai mici decît $\lambda/2$. Pentru creșterea preciziei trebuie îndeplinită însă în primul rînd condiția de creștere semnificativă a raportului semnal/zgomot la detector.

Raportate la alte tipuri de traductoare de deplasare, interferometrele prezintă performanțe superioare și avantaje considerabile în utilizare:

X
- — eroarea riglei interferometrice $< 0{,}1\ \mu m/m$;
- — neliniaritatea indicațiilor $< 0{,}5\ \mu m/m$;
- — sensibilitatea pentru interferometre curente $0{,}1\ \mu m/m$;
- — reproductibilitatea mare a unității de măsură, în limitele $10^{-8} \div 10^{-10}$;
- — efectuarea măsurărilor fără contact și în locuri greu accesibile;
- — robustețe mare;
- — fiabilitate metrologică ridicată;
- — ușurință în montarea aparatului, fără necesitatea efectuării unor prelucrări speciale.

Unul dintre domeniile în care tehnica interferometrică a dat rezultate deosebite este cel al măsurării cotelor, deplasărilor și avansurilor la mașinile-unelte. Echipamentele industriale realizate pe aceste principii sînt pre-

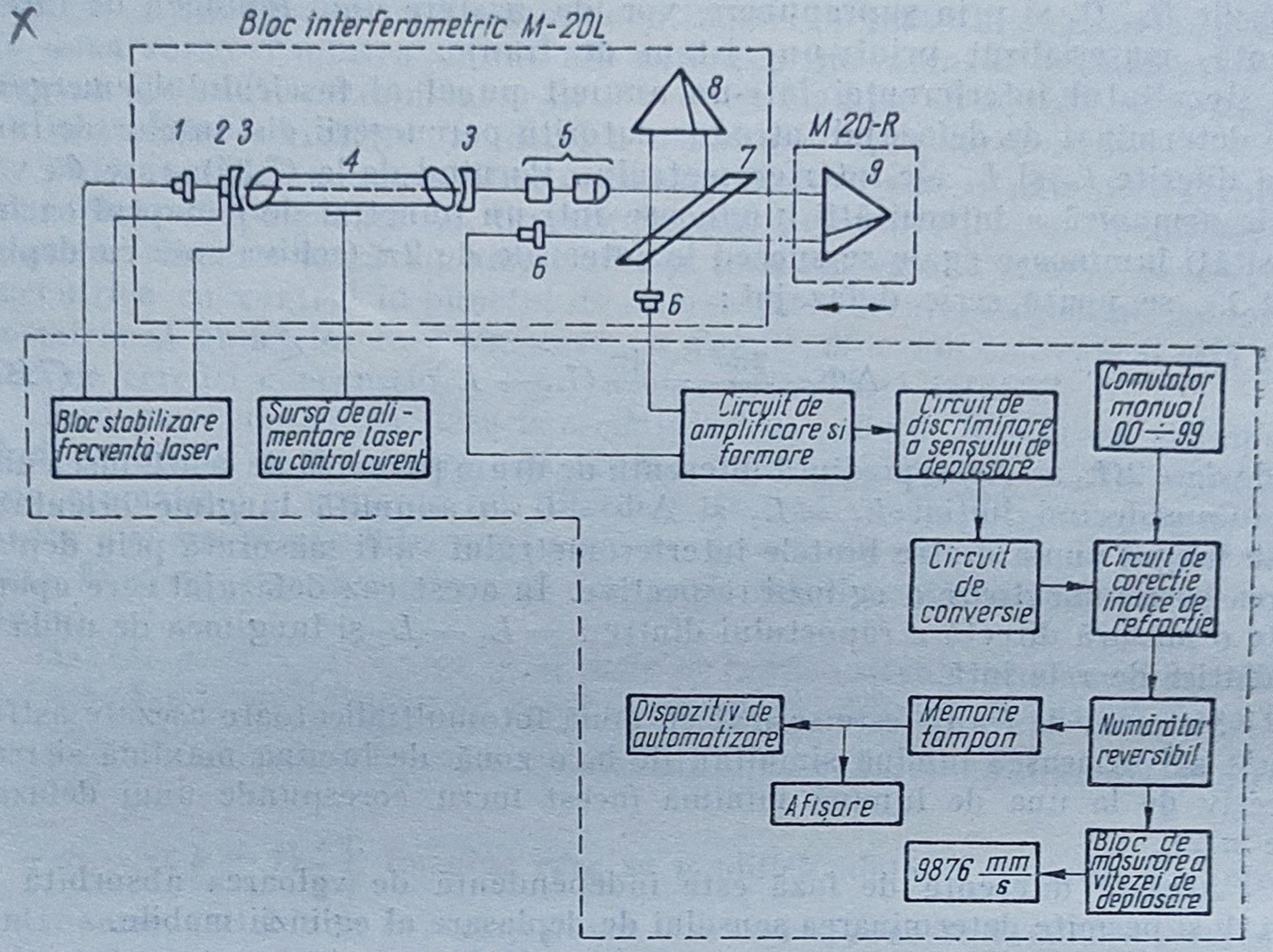


Fig. 7.57. Interferometru Lasinterf.

văzute cu dispozitive de afișare, dar și de conversie destinate conducerii automate, reprezentînd traductoare de înaltă performanță pentru domeniile respective.

Variante constructive. O primă variantă este un interferometru cu laser He-Ne bazat pe divizarea frontului de undă cu ajutorul unei lame semitransparente, în două fascicule care formează brațele interferometrului, din care unul fix (brațul de referință) și altul mobil (brațul de măsură). Principiul de măsurare constă în numărarea franjelor de interferență care apar într-un interferometru MICHELSON la deplasarea elementului mobil din brațul de măsurat al interferometrului. Numărul franjelor de interferență înregistrate la deplasarea retroreflectorului mobil dă măsura distanței parcurse.

Schema bloc a interferometrului LASINTERF M20 este dată în figura 7.57.

Se constată că echipamentul se compune din trei subansambluri : blocul interferometric, blocul electronic, și retroreflectorul mobil.

O altă variantă constă dintr-un sistem de măsurare și afișare continuă a deplasărilor față de o origine aleasă, pe baza traductorului interferometric cu laser He-Ne. Măsurările se pot efectua simultan pentru două axe, iar aparatul poate fi echipat cu sisteme de afișare a cotelor pentru două axe de deplasare la mașinile-unelte.

Principiul de funcționare are la bază numărarea franjelor de interferență rezultate într-un interferometru TWYMANN-GREEN modificat.

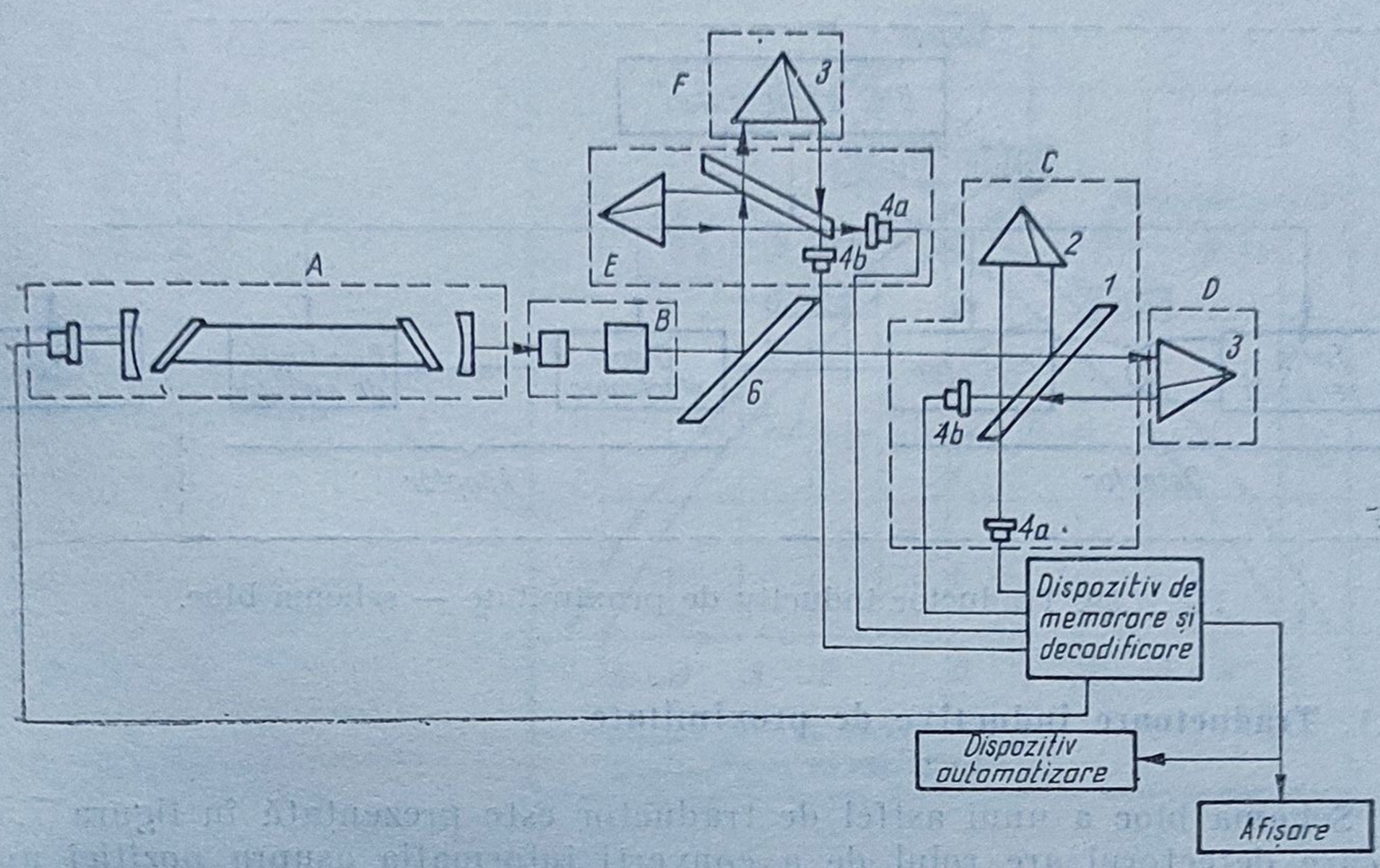


Fig. 7.58. Interferometru Twymann-Green.

Aparatul se compune din :

— capul laser ;

— blocul interferometric — cîte unul pentru fiecare axă de măsurare ;

— blocul prismei mobile — cîte unul pentru fiecare axă de măsurare ;

— blocul electronic ;

— optică auxiliară pentru direcționarea fasciculului luminos (prisme, divizor de fascicule), iar schema bloc este cea din figura 7.58.

7.5. Traductoare de proximitate

În sens larg proximitatea se referă la gradul de apropiere dintre două obiecte, dintre care unul reprezintă sistemul de referință. În esență, este vorba de controlul unei anumite poziții, fără contact între referință și obiectul în deplasare. Din cazul general derivă și o serie de cazuri particulare, care se pot îngloba tot în categoria măsurărilor de proximitate : sesizarea capetelor de cursă, sesizarea interstițiului între suprafețe, sesizarea prezenței unui obiect în cîmpul de lucru etc.

Traductoarele de proximitate au de regulă o caracteristică de tip releu, mărimea de ieșire variind discret („tot sau nimic") și discernînd între două valori ce reprezintă convențional prezența sau absența corpului controlat. Această particularitate conduce la realizarea compactă a traductorului, elementul sensibil și adaptorul fiind înglobate în aceeași unitate constructivă.

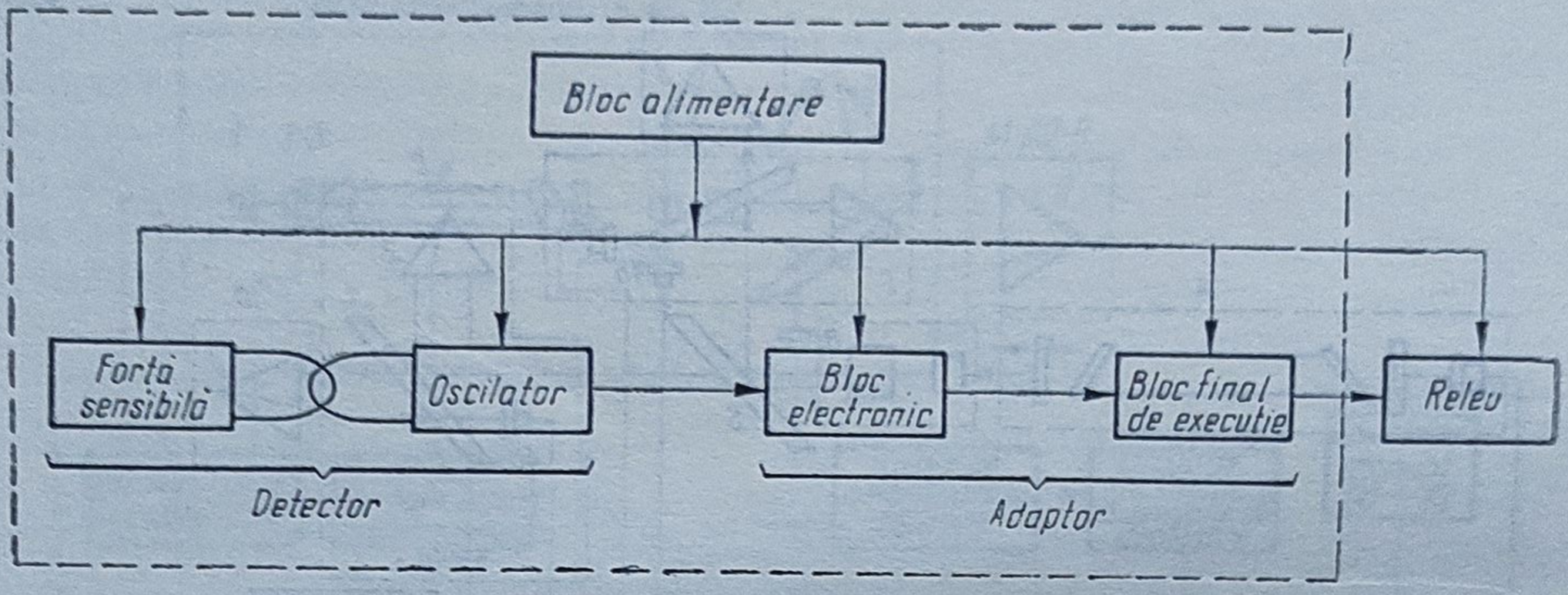


Fig. 7.59. Traductor inductiv de proximitate — schema bloc.

7.5.1. Traductoare inductive de proximitate

Schema bloc a unui astfel de traductor este prezentată în figura 7.59, în care detectorul are rolul de a converti informația asupra poziției unui obiect metalic în raport cu fața sensibilă în semnal electric, iar blocul electronic adaptor prelucrează semnalul electric și comandă un etaj final cu ieșire pe sarcină de tip releu. Blocul de alimentare furnizează tensiunea necesară circuitelor electronice.

Oscilatorul din blocul detector întreține un cîmp magnetic alternativ în jurul bobinajului. Cînd un corp metalic este plasat în acest cîmp, în masa metalului apar curenți Foucault care generează, la rîndul lor, un cîmp magnetic de sens opus cîmpului principal, ce blochează oscilațiile. Dispariția oscilațiilor provoacă inversarea stării elementului de comutație.

Caracteristicile de funcționare ale traductorului pot fi apreciate pornind de la definirea cotelor utile, notate în figura 7.60, și anume : e — grosimea ecranului metalic ; l — lărgimea ecranului ; L — lungimea ecranului ; X — distanța de la marginea de atac la fața sensibilă ; Y — acoperirea feței sensibile de către ecranul metalic ; Z — distanța de la ecran la fața sensibilă ; Z_N — distanța nominală de detecție.

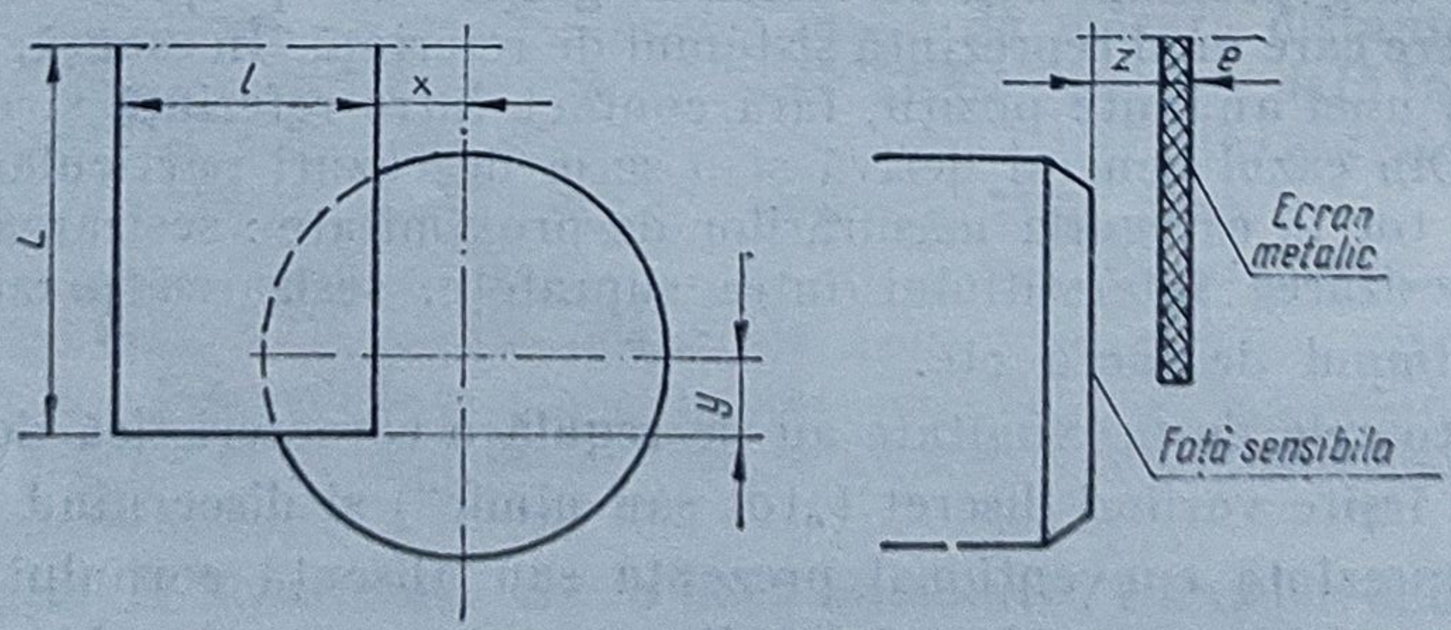


Fig. 7.60. Traductor inductiv de proximitate — dimensiuni de gabarit.

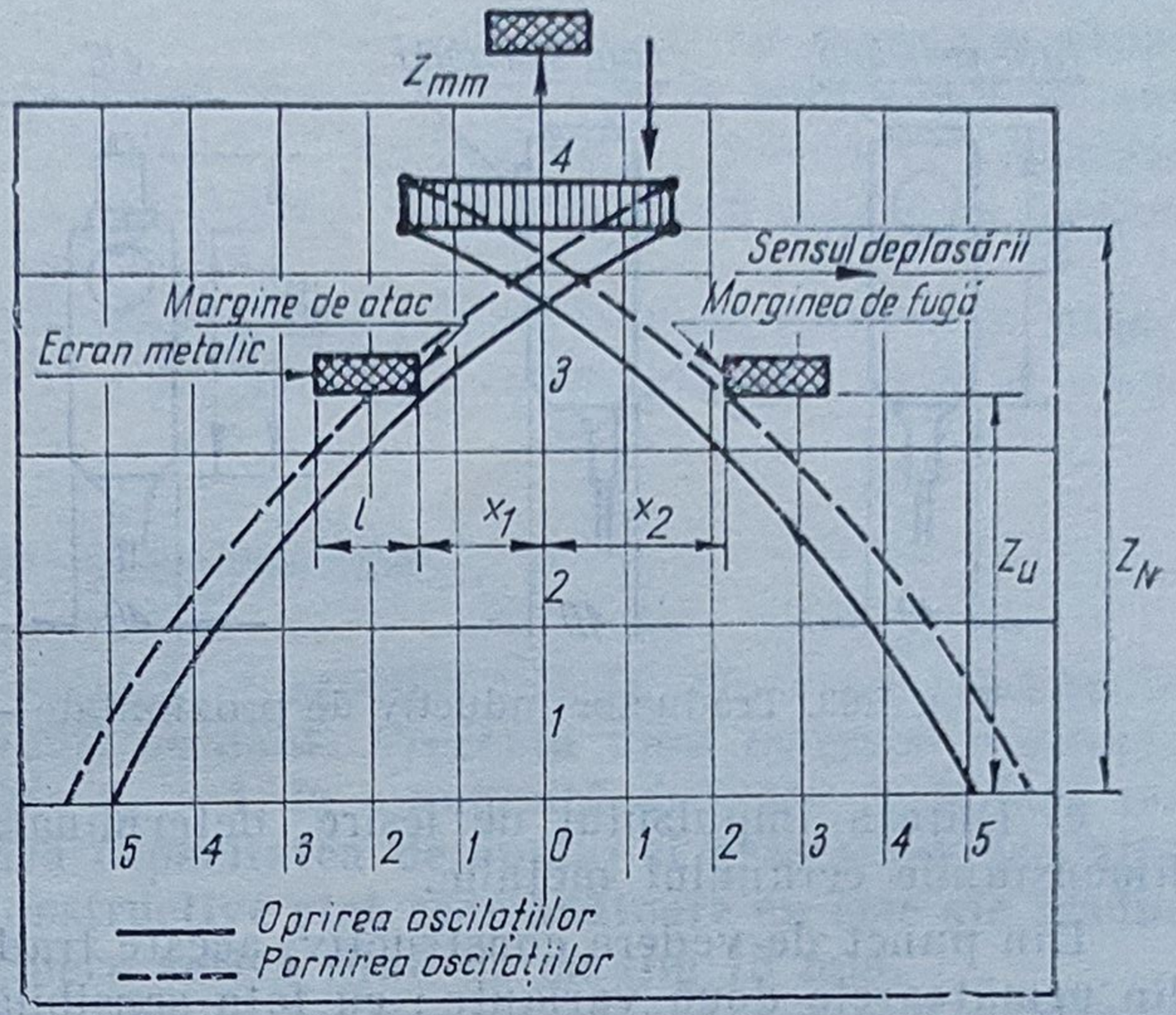


Fig. 7.61. Traductor inductiv de proximitate — zona de acțiune.

Principalele caracteristici funcționale sînt :

a) Zona de acțiune, reprezentînd regiunea delimitată de curbele de atac marcate în figura 7.61, și anume curba de anclanșare (oprirea oscilațiilor) și curba de declanșare (pornirea oscilațiilor). Zonele de acțiune uzuale se înscriu în gama 3...25 mm.

b) Distanța utilă de detecție, caracteristică puternic influențată de natura și dimensiunile ecranului metalic, de variațiile tensiunii de alimentare și ale temperaturii, de dispersiile de fabricație.

c) Fidelitatea, prin care se înțelege toleranța preciziei de reperare a punctelor de pornire și oprire ale oscilațiilor, în condițiile invariabilității următorilor parametri : distanță, sens și viteză de pornire, temperatură, tensiune de alimentare.

d) Histerezisul, adică cursa dintre punctele de pornire și de oprire ale oscilațiilor, în aceleași condiții (fig. 7.62).

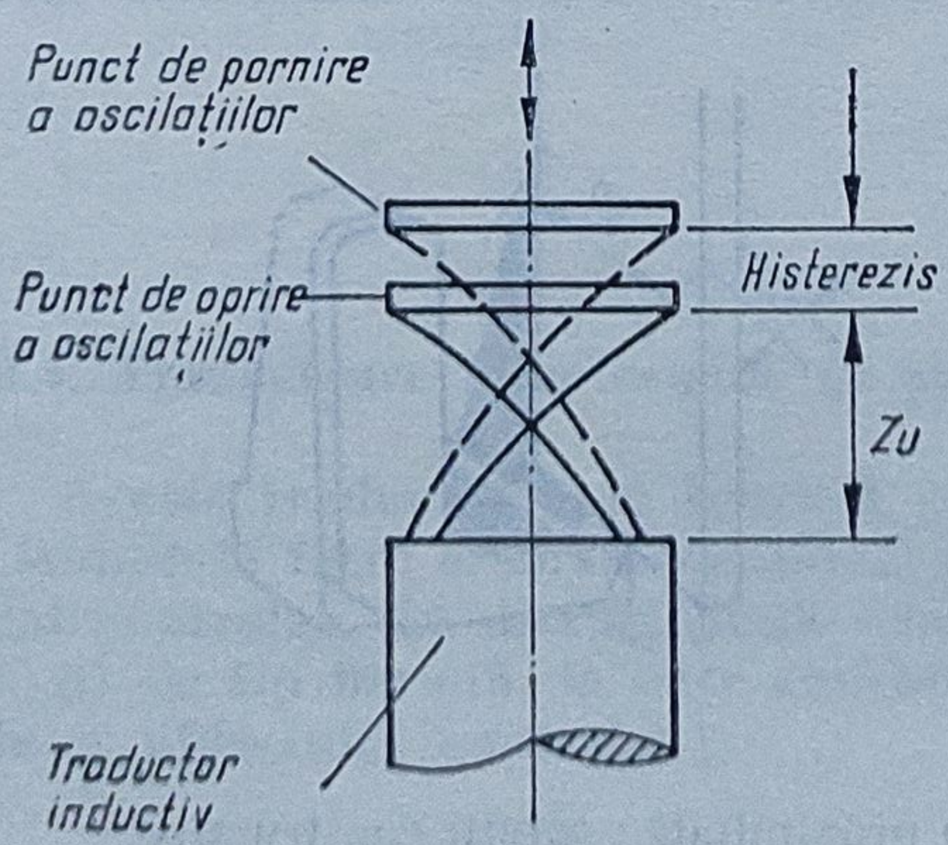


Fig. 7.62. Traductor inductiv de proximitate — histerezisul.

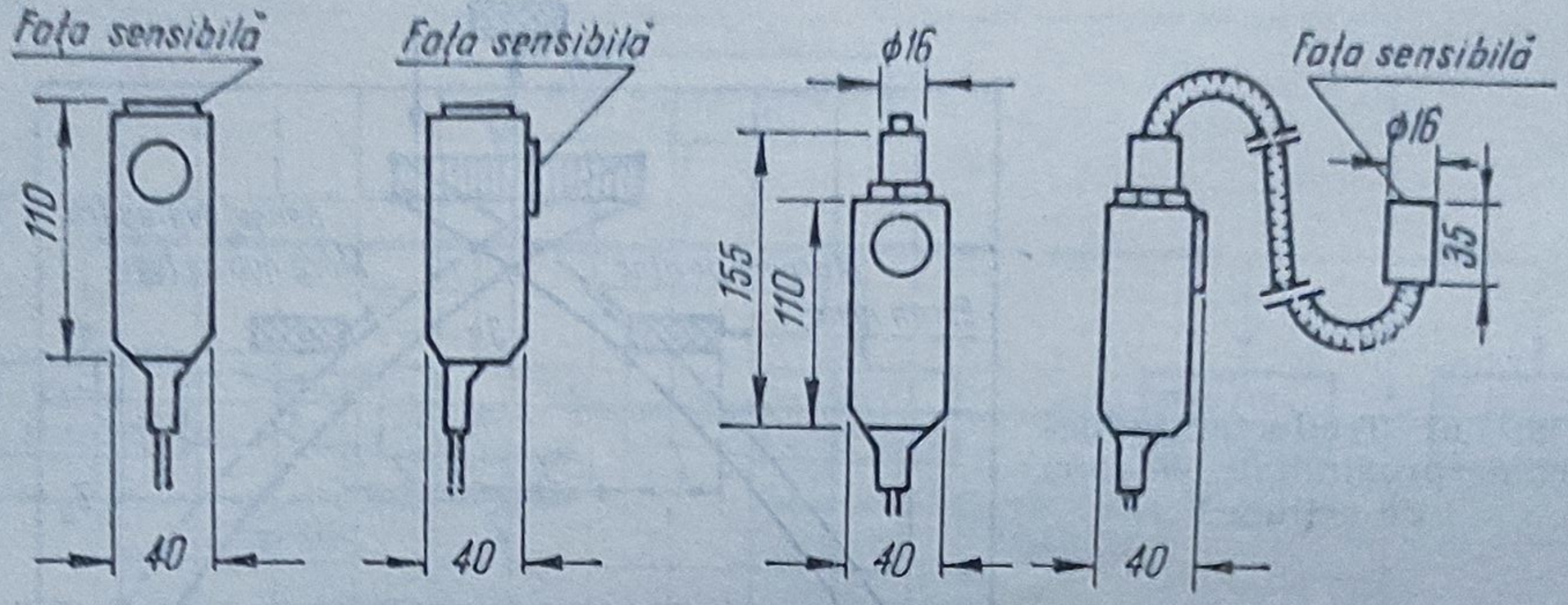


Fig. 7.63. Traductor inductiv de proximitate — soluții constructive.

e) Durata impulsului de ieșire, determinată în principal de viteza și dimensiunile ecranului metalic.

Din punct de vedere constructiv, aceste traductoare se execută într-una din următoarele două variante: cu fața sensibilă inclusă frontal sau lateral în corpul propriu-zis al traductorului, sau cu fața sensibilă separată prin cablu flexibil de corpul traductorului. Unele dimensiuni orientative de gabarit pentru diferite variante constructive sînt prezentate în figura 7.63.

7.5.2. Traductoare magnetice de proximitate

Traductorul magnetic de proximitate se compune dintr-un contact întrerupător (de regulă un releu de tip Reed), plasat într-un braț al unei carcase în formă de U și dintr-un magnet permanent fixat în celălalt braț. Trecerea unui obiect magnetic printre brațele detectorului modifică liniile de forță ale magnetului. Contactul releului nemaifiind solicitat, își schimbă starea.

Aspectul general al acestor traductoare și unele dimensiuni orientative sînt prezentate în figura 7.64. Alte variante constructive sesizează obiecte magnetice ce acționează direct asupra releului.

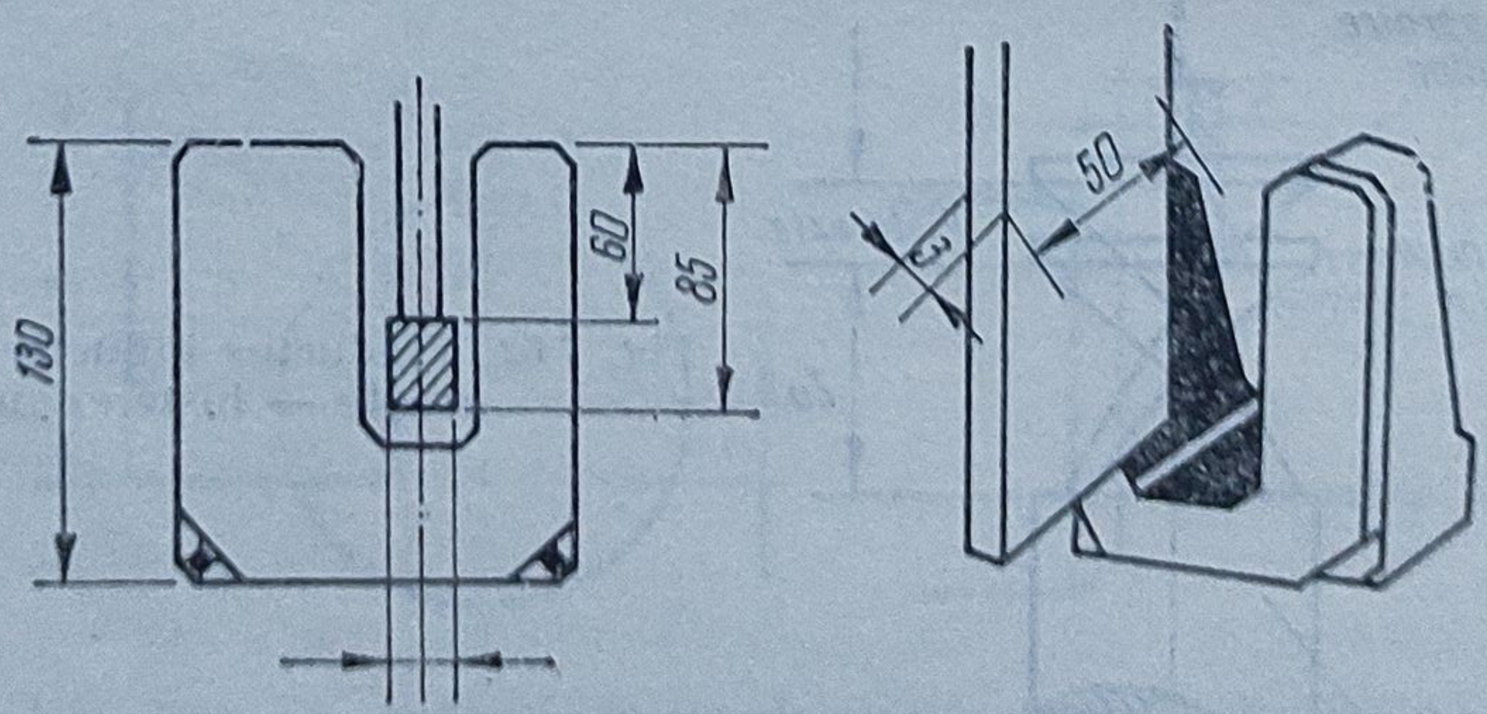


Fig. 7.64. Traductoare magnetice de proximitate : soluții constructive.

Traductoarele magnetice de proximitate pot fi fără memorie, atunci cînd releul comută doar sub acțiunea magnetului, sau cu memorie, atunci cînd revenirea la starea inițială nu se poate face decît sub influența unui cîmp magnetic de sens contrar. Această schimbare de polaritate magnetică se obține prin rotirea cu 180° a magnetului, efectuată de un dispozitiv mecanic adecvat (pîrghie, scripete, cablu, etc.).

Cînd viteza de deplasare a magnetului mobil depășește valoarea de 10 m/s, distanța nominală de acționare se reduce cu un coeficient (0,7...0,9) în funcție de viteza de lucru.

7.5.3. Traductoare capacitive de proximitate

La aceste traductoare elementul sensibil constă dintr-un condensator care face parte dintr-un circuit oscilant. Prezența unui material conductor sau dielectric cu permitivitate $\varepsilon_r > 1$, la o anumită distanță S de fața sensibilă a detectorului, modifică capacitatea de cuplaj și amorsează oscilațiile (fig. 7.65). Caracteristicile constructive sînt asemănătoare cu cele ale traductoarelor inductive, zona de lucru activă fiind de maxim 15 mm.

Funcționarea este diferențiată în funcție de natura corpului controlat. La detecția materialelor conductoare, obiectul a cărui poziție este controlată formează cu fața sensibilă un condensator a cărui capacitate crește odată cu micșorarea distanței de la obiect la fața sensibilă. La detecția materialelor izolante, fața sensibilă reprezintă un condensator a cărui capacitate este cu atît mai mare, cu cît permitivitatea dielectrică a obiectului controlat este mai mare.

Principalele surse de erori le reprezintă variațiile de temperatură. Pentru evitarea perturbațiilor, la detectarea obiectelor conductoare, acestea trebuie să fie puse la pămînt.

Varianta constructivă cea mai utilizată este aceea de tip cilindric, cu dimensiuni de gabarit comparabile cu cele din figura 7.63.

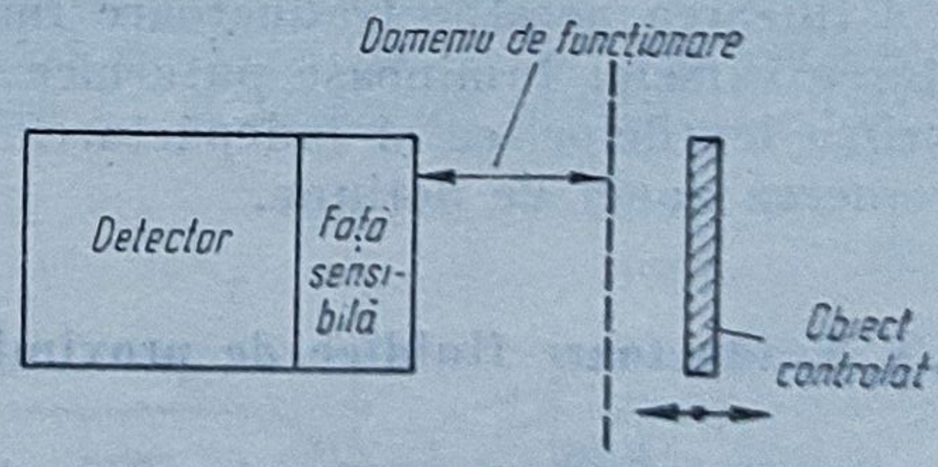


Fig. 7.65. Traductor capacitiv de proximitate.

7.5.4. Traductoare fotoelectrice de proximitate.

Aceste traductoare se bazează pe modificarea fluxului de radiații care se stabilește între o sursă (emițător) și un receptor, datorită prezenței obiectului controlat. Se disting două variante constructive de bază (fig. 7.66):

a) de tip barieră, la care emițătorul și receptorul sînt de o parte și de alta a obiectului controlat;

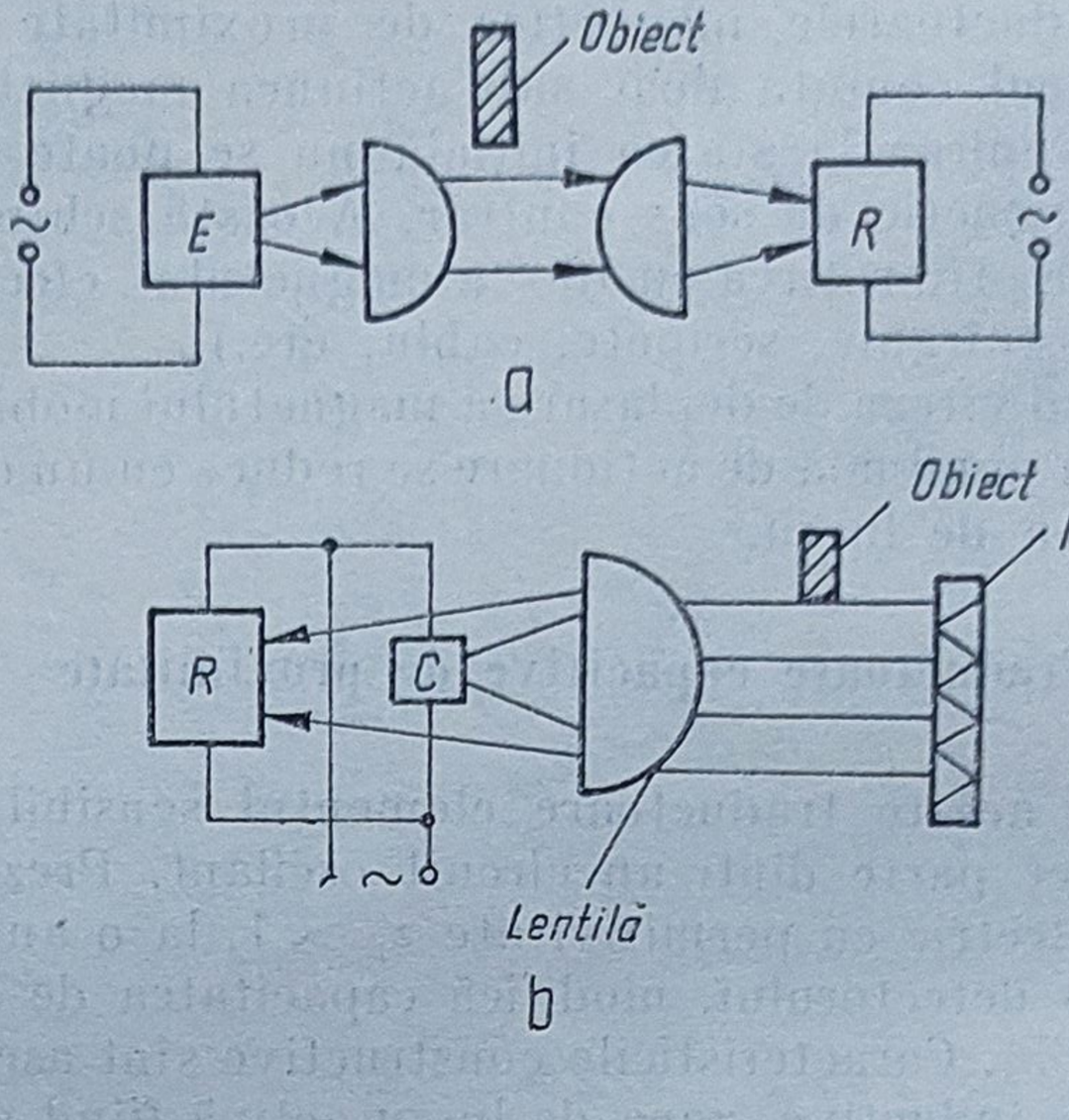


Fig. 7.66. Traductor fotoelectric de proximitate :
a — barieră ; *b* — reflector.

b) de tip reflector, la care fasciculul de radiații emis de sursă este transmis spre receptor, situat de același parte cu emițătorul în raport cu obiectul controlat prin intermediul unui paravan reflectorizant. Prezența obiectului controlat modifică intensitatea fluxului luminos receptat după reflexie. La anumite variante constructive, paravanul reflectorizant e chiar obiectul controlat.

Ca surse emițătoare se utilizează fie diode electroluminiscente, cu fascicul vizibil sau infraroșu, fie lămpi cu incandescență. La receptor se utilizează un element fotosensibil : fotorezistor, fototranzistor, fotodiodă, celulă fotovoltaică. Variația de semnal electric sesizată de detectorul fotosensibil datorită modificării poziției obiectului controlat este prelucrată de blocul adaptor (care conține, de regulă, un formator de impulsuri și un amplificator) și apoi transmisă elementului de ieșire de tip releu.

Utilizarea acestor traductoare implică ca măsuri speciale de precauție evitarea surselor luminoase puternice și a mediilor umede care pot provoca aburirea lentilelor, ca și îndepărtarea obiectelor puternic reflectorizante din apropierea zonei de acțiune.

7.5.5. Traductoare fluidice de proximitate

Simplitatea principiilor funcționale și a soluțiilor constructive a condus la o frecventă utilizare a traductoarelor fluidice pentru sesizarea proximității obiectelor. Traductoarele fluidice de proximitate se află de aceea practic în nomenclatorul majorității producătorilor mondiali de aparatură fluidică. Principiile funcționale ale acestora derivă în ultima instanță din sesizarea modificării unuia sau mai multor parametri de stare ai fluidului — presiune, viteză, sens de curgere — sub influența corpului a cărui prezență trebuie sesizată.

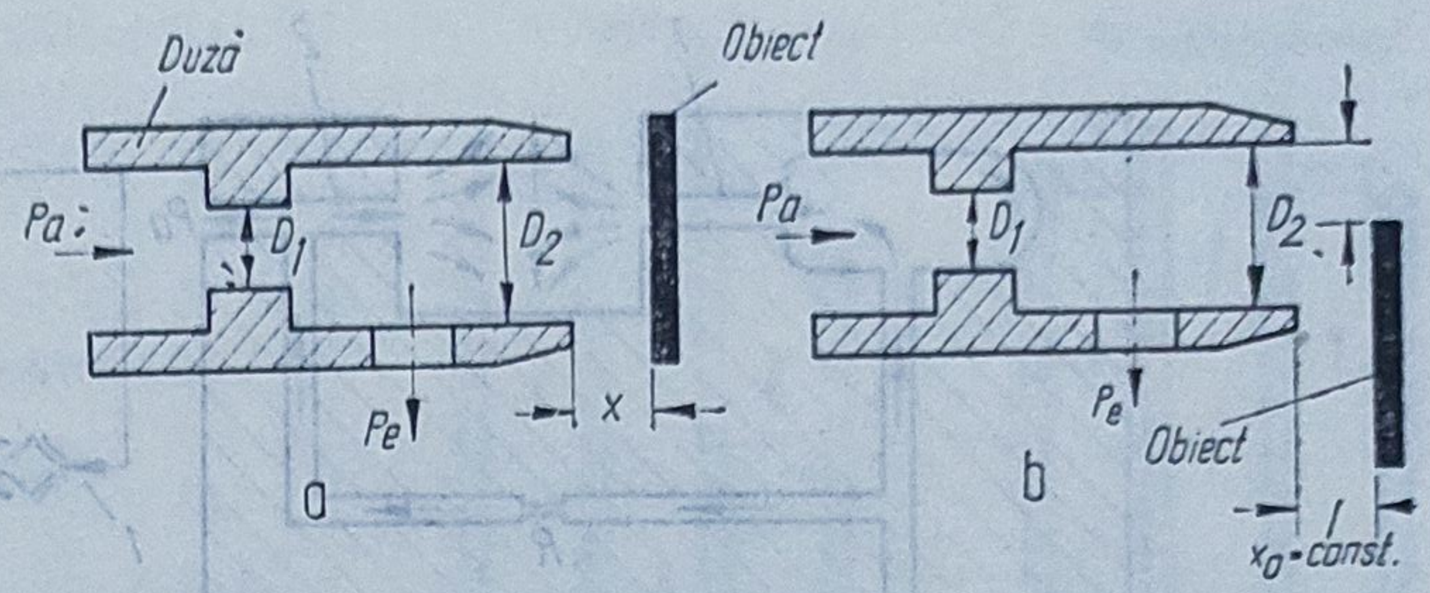


Fig. 7.67. Traductor de proximitate fluidic duză-paletă :
a — deplasare axială ; *b* — deplasare laterală.

Nivelul energetic foarte mic al semnalelor vehiculate în sistemele fluidice face ca principalul deziderat al sesizării proximității unui obiect, și anume acela de a nu perturba starea și structura obiectului respectiv, să fie realizabil fără probleme.

a) **Traductor duză-paletă.** Întîlnit în construcția tuturor adaptoarelor pneumatice unde joacă rol de preamplificator către etajul final de putere, sistemul duză-paletă poate fi utilizat și ca un foarte simplu și robust traductor de proximitate.

Construcția și funcționarea dispozitivului duză-paletă sînt prezentate în detaliu în subcapitolul 7.7, unde este evidențiată și dependența presiune-distanță duză-paletă. Este de menționat faptul că folosit ca traductor de proximitate, dispozitivul duză-paletă presupune utilizarea obiectului de sesizat pe rol de „paletă", figura 7.67.

Apropierea obiectului — fie printr-o deplasare axială (*a*) fie laterală (*b*) — conduce la creșterea presiunii de ieșire, astfel că depășirea unui prag impus pentru valoarea presiunii va indica faptul că obiectul este „sesizat".

O calibrare corespunzătoare a curbelor $P_e = f(x)$ sau $P_e = f(y)\,|_{x=\text{const.}}$ va putea indica în limitele a maximum 1 mm și „cît de aproape" este obiectul sesizat.

b) **Traductor cu „jet liber" (cu turbulență).** Traductorul este format în esență dintr-un ansamblu de două duze coaxiale : duza emițătoare *1*, alimentată la o sursă de presiune constantă și duza receptoare *2* (fig. 7.68).

Jetul care, în mod normal, este captat de duza receptoare, la prezența obiectului în spațiul dintre cele două duze va fi întrerupt parțial sau total, provocînd o scădere a presiunii în duza receptoare (semnal logic $S =$ „0").

Principalul dezavantaj al traductoarelor de acest gen constă în sensibilitatea mare la impuritățile din mediu. Astfel, particulele care pot fi antrenate de jetul liber obturează parțial duza receptoare, ceea ce poate duce la falsificarea semnalului transmis.

Traductoarele cu turbulență pot fi utilizate pentru interstiții de pînă la 20 mm.

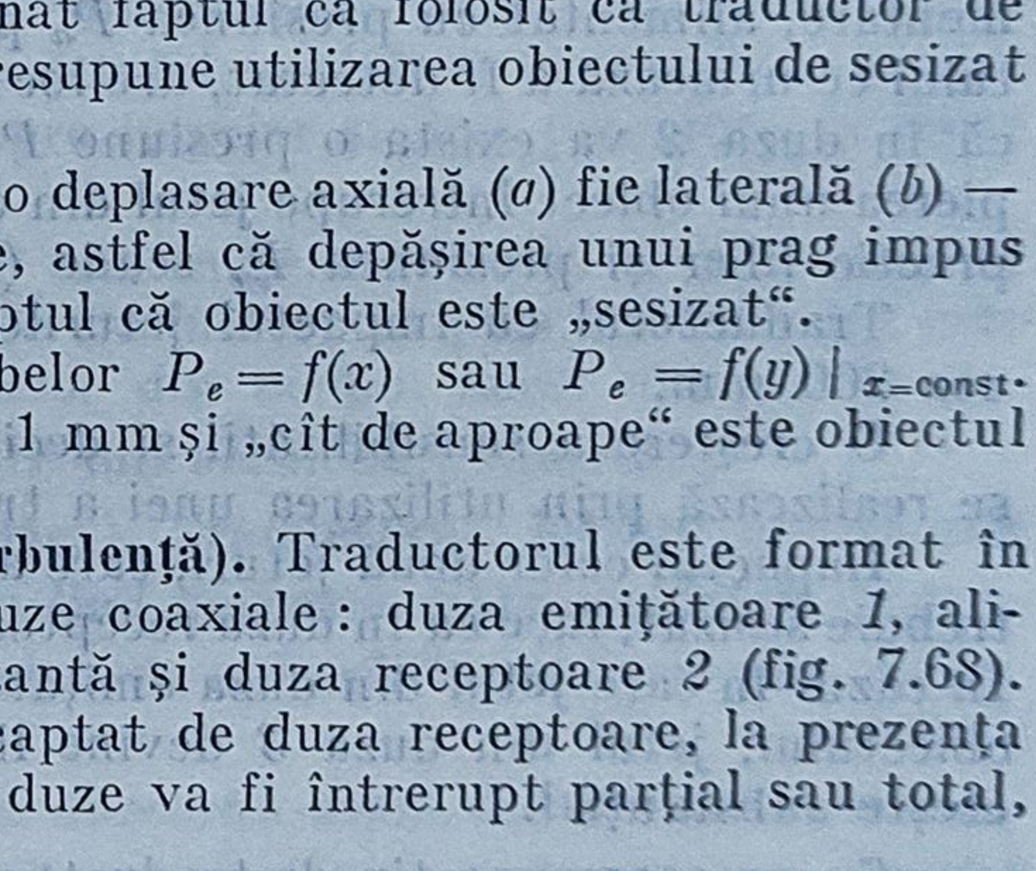


Fig. 7.68. Traductor de proximitate cu „jet liber".

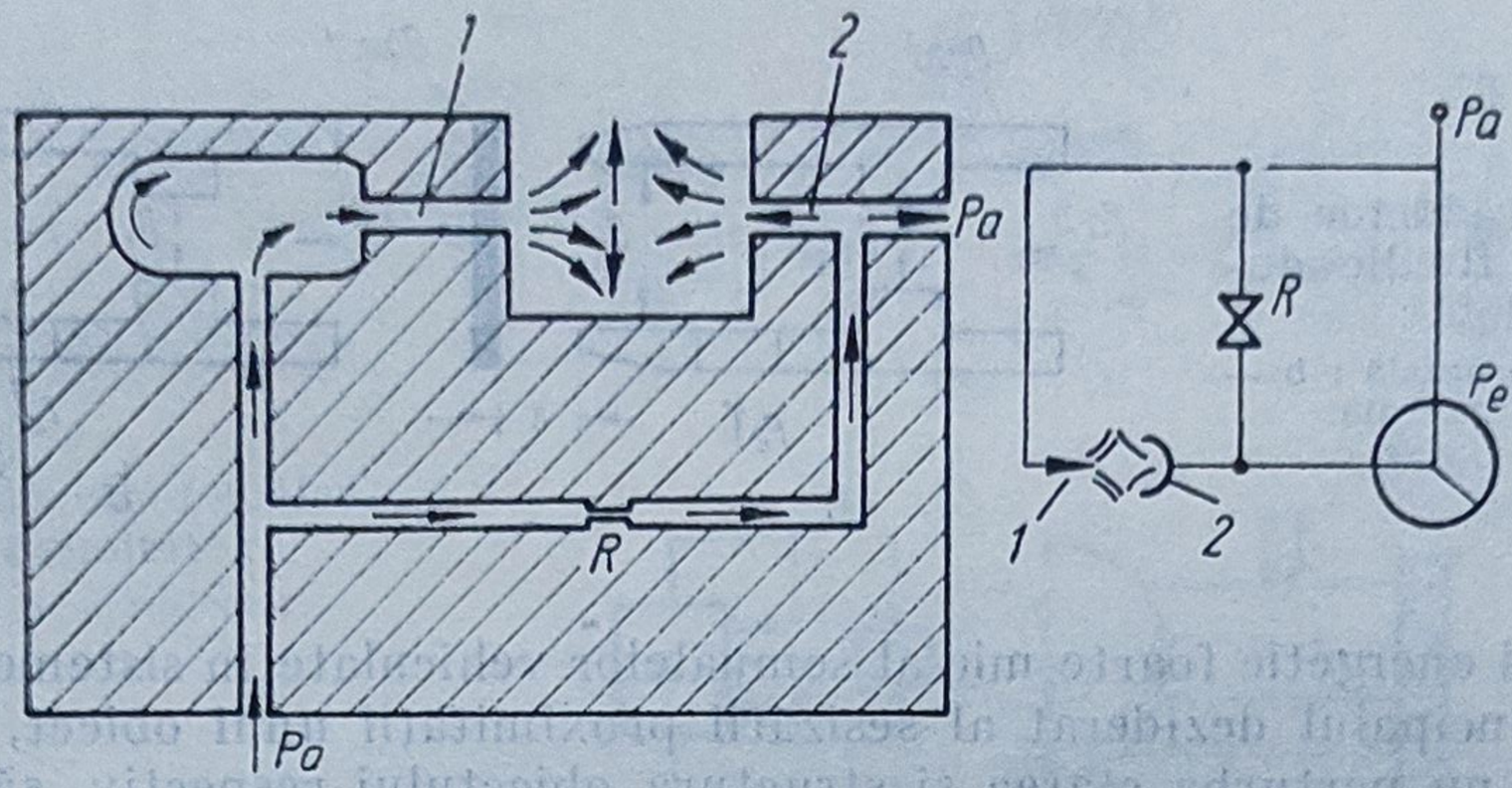


Fig. 7.69. Traductor de proximitate cu „impact de jeturi".

c) **Traductor cu „impact de jeturi".** Pentru eliminarea dezavantajelor traductorului cu „jet liber" se utilizează principiul „impactului jetului" figura 7.69.

La acest traductor, duza receptoare din exemplul precedent este ea însăși emițătoarea unui jet obținut ca urmare a devierii circuitului de alimentare, alimentat cu presiunea P_a printr-o rezistență R. În absența obiectului ce urmează a fi detectat, are loc un „impact" al celor două jeturi, astfel că în duza *2* va exista o presiune P_e relativ înaltă (S = „1" logic). Apropierea unui obiect întrerupe jetul din duza *1*, astfel că jetul din duza *2* devine practic liber și presiunea P_e scade (S = „0" logic).

Traductorul cu impactul jeturilor se poate utiliza pînă la distanța de cca 200 mm.

O creștere a sensibilității și deci a distanței de sesizare a proximității se realizează prin utilizarea unei a treia duze (fig. 7.70).

Impactul celor două jeturi, care are loc numai în absența obiectului care trebuie sesizat, face ca în duza receptoare să existe un nivel scăzut al presiunii. În cazul în care jetul din duza emițătoare *1* este întrerupt datorită prezenței obiectului, jetul din duza *3* devine liber și presiunea în duza receptoare *2* crește substanțial.

Cu un asemenea tip de traductor pot fi sesizate obiecte pînă la distanța de 500 mm.

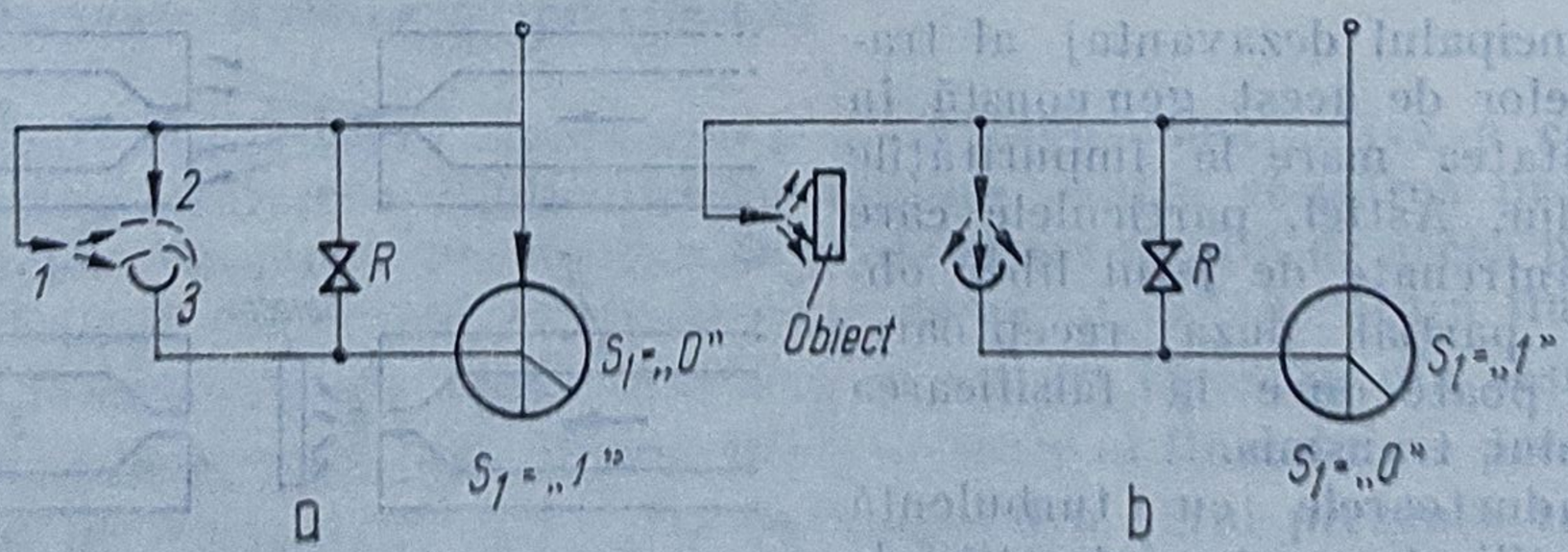


Fig. 7.70. Traductor de proximitate cu 3 duze.

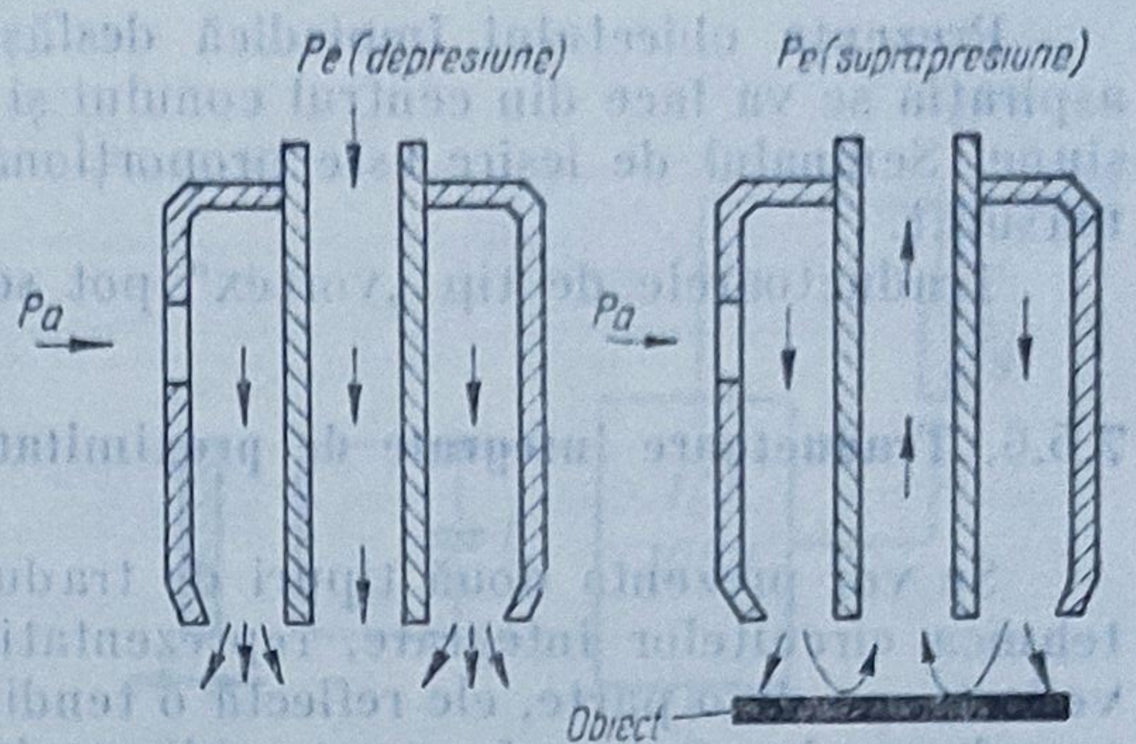


Fig. 7.71. Traductor de proximitate tip „focar".

d) **Traductor de tip „focar".** O realizare remarcabil de simplă pentru detectarea proximității este traductorul de tip „focar". Traductorul utilizează în esență o duză de forma unui canal circular (fig. 7.71), alimentată cu o presiune corespunzătoare pe circumferința exterioară.

Absența obiectului din zona de lucru a traductorului face ca jetul, avînd o viteză mare la părăsirea duzei, să antreneze masa de aer din zona interioară, ceea ce conduce la crearea unei ușoare depresiuni la ieșire. Din contră, prezența obicctului întrerupe expansiunea jetului, astfel că va apare o componentă dinamică a presiunii orientată spre interior și deci presiunea la ieșire crește.

Domeniul de lucru al traductorului este în general de 2—6 mm, apărînd astfel pregnant avantajul acestui tip de traductor. În plus, traductorul este imun la nedorita influență a particulelor din mediu. aerul obținut în circuitul de ieșire provenind esențialmente din aerul de alimentare.

e) **Traductorul cu „turbionare" (vortex).** Traductorul, întîlnit adesea sub denumirea de „vortex", se compune în linii generale dintr-o cameră de turbionare (fig. 7.72), care produce un curent de aer sub forma unui con divergent spiralat.

Cîmpul de viteză ridicată tinde să absoarbă aerul din imediata vecinătate și în special din centrul conului. Acest aer aspirat din centrul conului este înlocuit de aerul din mediu, care intră astfel prin deschiderea conului și provoacă o creștere a presiunii la ieșirea traductorului.

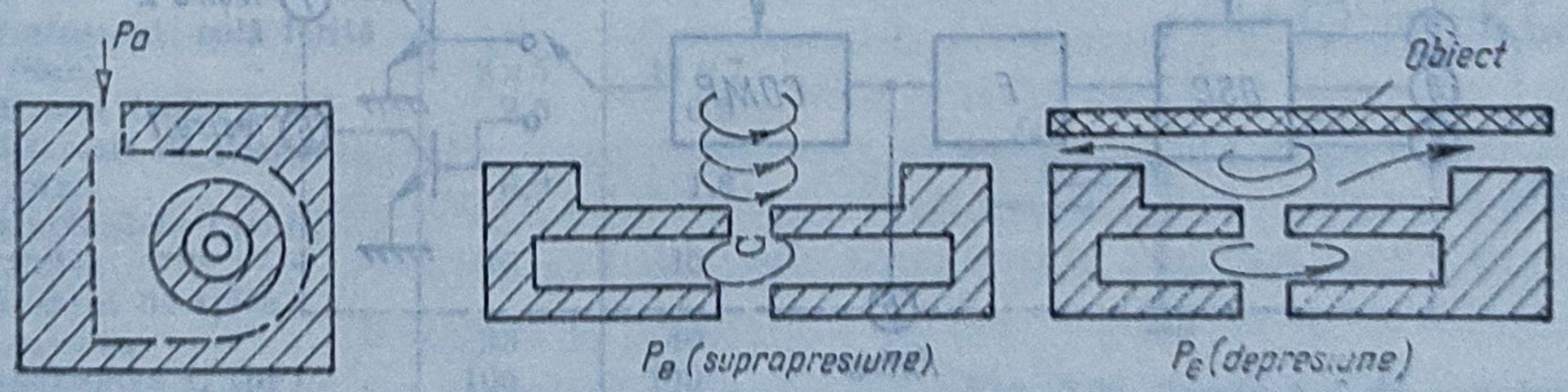


Fig. 7.72. Traductor de proximitate tip „vortex".

Prezența obiectului împiedică desfășurarea normală a acestui proces, aspirația se va face din centrul conului și la ieșire va apare o ușoară depresiune. Semnalul de ieșire este proporțional cu distanța pînă la obiectul de măsurat.

Traductoarele de tip „vortex" pot sesiza distanțe pînă la cca 15 mm.

7.5.6. Traductoare integrate de proximitate

Se vor prezenta două tipuri de traductoare de proximitate realizate în tehnica circuitelor integrate, reprezentative cel puțin din două puncte de vedere : pe de o parte, ele reflectă o tendință modernă de realizare a traductoarelor, asigurînd performanțe ridicate la gabarit foarte redus, pe de alta, aceste traductoare sînt în fabricație de serie la I.P.R.S. Băneasa, sau în curs de asimilare.

Traductor inductiv integrat de proximitate. Traductorul ales pentru exemplificare este realizat sub forma unui circuit integrat tip TCA 105 N, a cărui schemă este prezentată în figura 7.73. Traductorul este încapsulat într-o capsulă tip MP 48 cu 8 terminale. Dintre acestea *2*, *3*, *4* reprezintă baza, emitorul, respectiv colectorul unui tranzistor care permite formarea unui etaj oscilator, pe frecvență 1...5 MHz, prin montarea în exterior a unui circuit LC adecvat. În schema tipică de utilizare, atunci cînd de bobina oscilatorului se apropie un obiect metalic feromagnetic, oscilațiile se amorsează, ceea ce duce la cuplarea la masă a rezistenței de sarcină din ieșire R_s (fig. 7.74) După îndepărtarea obiectului feromagnetic, circuitul de intrare începe să oscileze din nou, iar ieșirea decuplează sarcina R_s în gol.

Pe lîngă oscilator, capsula mai conține stabilizatorul de tensiune, un circuit de filtrare, un circuit comparator cu histerezis și etajul de ieșire. Acesta din urmă oferă două ieșiri în antifază, compatibile TTL (de tip tranzistor cu colectorul în gol). În funcție de amplitudinea oscilațiilor, unul din tranzistoarele de ieșire este saturat, celălalt blocat.

În tabelul 7.1 au fost indicate principalele caracteristici ale circuitului TCA 105 N [16].

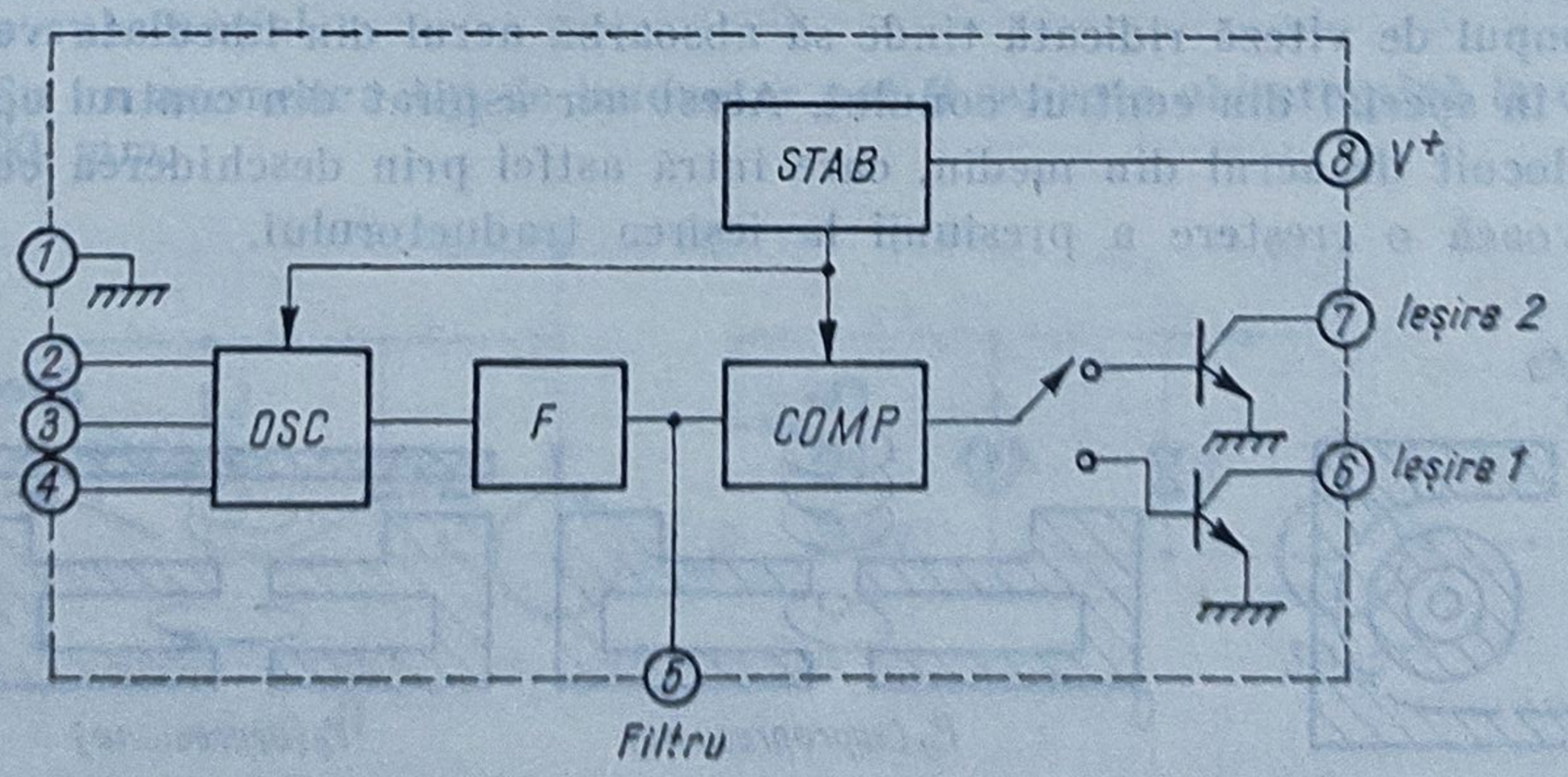


Fig. 7.73. Schemă bloc pentru senzor TCA 105 N.

Tabelul 7.1

(*) Tensiunea de alimentare	20 V
(*) Tensiunea de ieşire (stare blocată)	20 V
(*) Curent absorbit de ieşire	75 mA
(*) Frecvenţă de sesizare a sistemului	40 kHz
(*) Frecvenţă maximă oscilator	5 mHz
(*) Curent de alimentare	5 mA
Curent intrare	50 mA
Tensiune de intrare la comutaţie	400 mA

(*) — Valori limită absolută

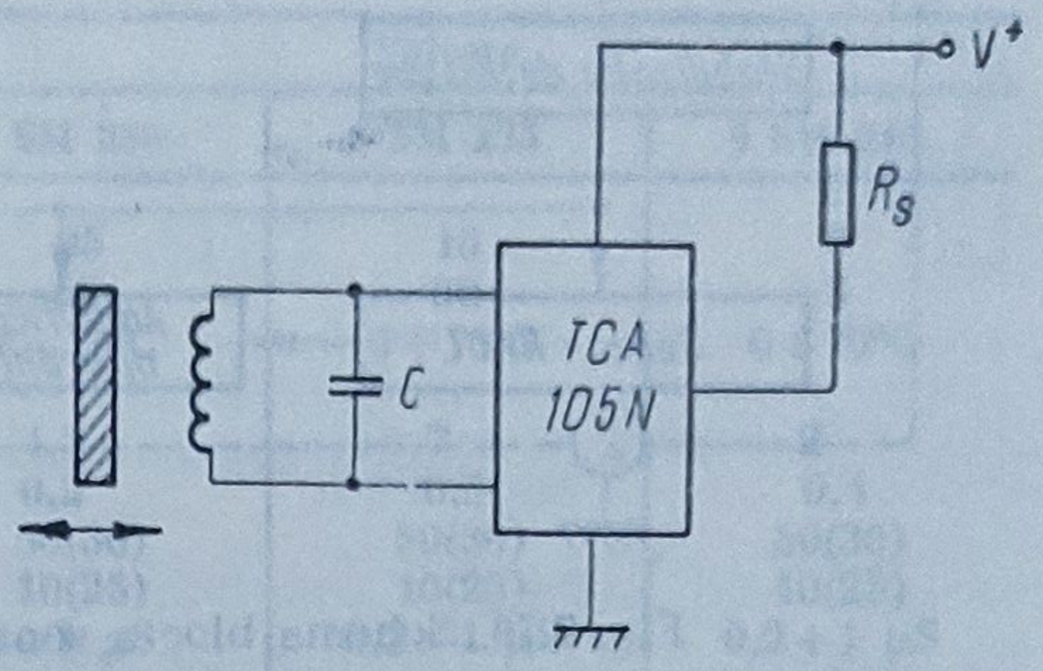


Fig. 7.74. Cuplarea senzorului TCA 105 N.

În figura 7.75 este prezentată schema de funcţionare a unui traductor de proximitate cu fantă. Circuitul de intrare este în configuraţie de oscilator, oscilaţiile fiind întreţinute de cuplajul inductiv între bobinele L_1 şi L_2 realizate pe oale de ferită şi poziţionate pe aceeaşi axă, la o distanţă de cîţiva milimetri una de alta.

Datorită frecvenţei de lucru mai mari de 1 MHz, oscilaţiile în etajul de intrare menţin ieşirile circuitului în starea „acţionată“ ; prin introducerea unei piese de fier în fantă cuplajul magnetic se întrerupe, oscilaţiile se amortizează, iar ieşirile trec în starea „blocat“.

În tabelul 7.2 se prezintă datele tehnice ale circuitului LC exterior, pentru două dimensiuni ale fantei [16].

O aplicaţie a aceleiaşi variante constructive, cu fantă, pentru traductoare de viteză este descrisă în capitolul 8.

Tabelul 7.2

Parametrul (unităţi)	Varianta 1	Varianta 2
Dimensiuni oală ferită (mm)	9×5	11×7
Lăţimea fantei (mm)	2,5	6,5
Histerezis de poziţie (mm)	0,9	1,8
Inductanţele $L_1 = L_2$ (mH)	10	40
Numărul de spire $n_1 = n_2$	23	40
Capacitatea C (pF)	100	100

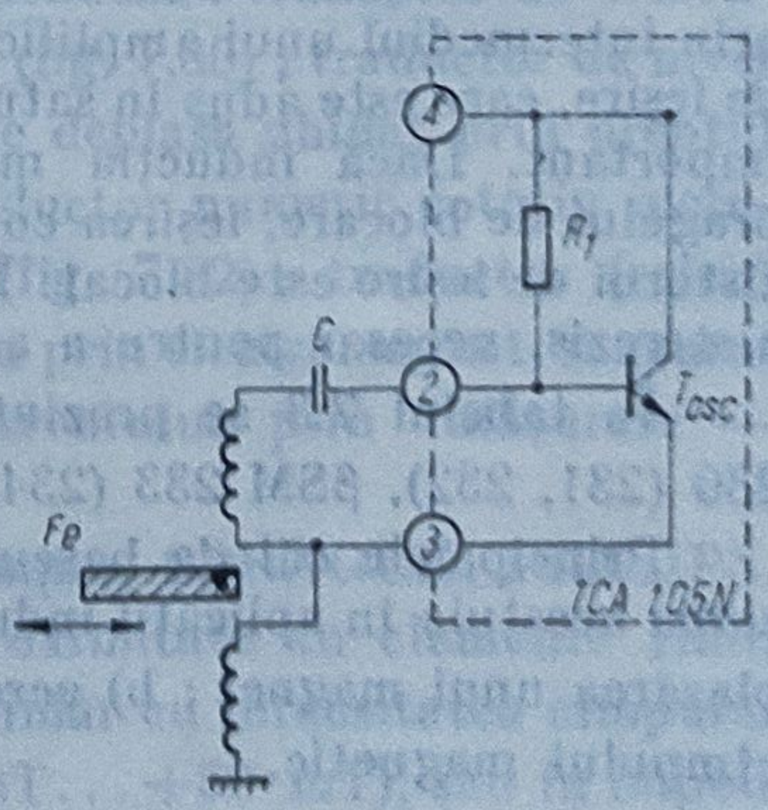


Fig. 7.75. Traductor de proximitate cu fantă.

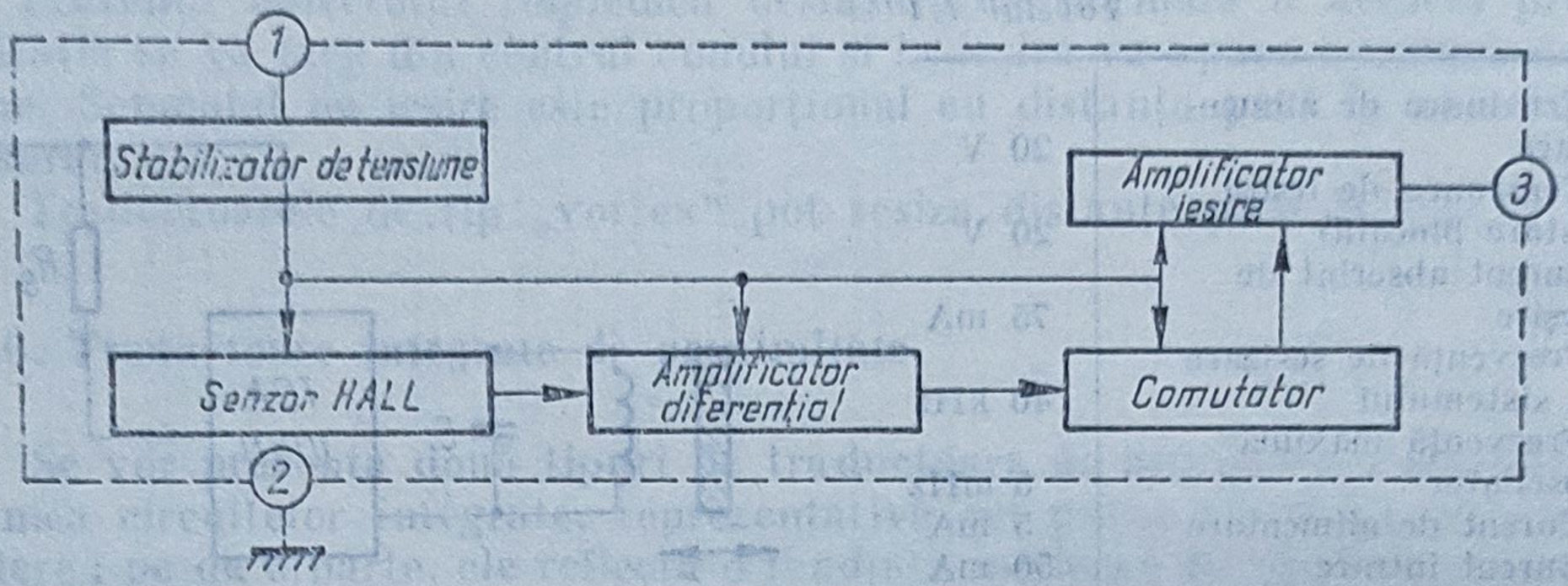


Fig. 7.76. Schema bloc a senzorului magnetic comutator.

Traductor magnetic integrat de proximitate. Termenul „magnetic" din denumirea acestui traductor derivă din faptul că utilizează un detector de tip element Hall, care sesizează prezența cîmpurilor magnetice de intensități relativ reduse (în jur de 50 mT) și produce semnale electrice în gama 1...10 milivolți. Traductorul se bazează pe utilizarea unor circuite integrate din fabricația autohtonă, de tip βSM 23 X sau βSM 24X*. Aceste circuite conțin în același cristal de siliciu atît senzorul Hall, cît și blocurile de prelucrare a semnalelor oferite de acesta și poartă denumirea comercială de senzor magnetic comutator [16].

În figura 7.76 se prezintă schema bloc a senzorului magnetic comutator βSM 23X, care conține în plus față de βSM 24X un etaj de stabilizare a tensiunii de alimentare a circuitului, restul blocurilor fiind identice.

Principiul de funcționare este următorul : la sesizarea prezenței unui cîmp magnetic de inducție B, senzorul Hall furnizează o tensiune diferențială, proporțională cu B. Această tensiune este preluată de amplificatorul diferențial, care o aplică unui comparator cu histerezis ce lucrează ca un comutator. Dacă circuitul este plasat într-un cîmp magnetic a cărui inducție depășește valoarea corespunzătoare a pragului de deschidere, comparatorul comandă prin intermediul unui amplificator injecția unui curent în baza tranzistorului de ieșire, care este adus în saturație, iar colectorul său poate absorbi un curent important. Dacă inducția magnetică scade sub valoarea corespunzătoare pragului de blocare, ieșirea comparatorului revine în starea inițială, iar tranzistorul de ieșire este blocat. Între pragul de ieșire și cel de blocare există un histerezis, necesar pentru a asigura imunizarea circuitului față de zgomote.

În tabelul 7.3 se prezintă caracteristicile tipice pentru circuitele βSM 230 (231, 232), βSM 233 (234) și βSM 240 (241, 242).

Principalele căi de basculare a senzorului magnetic comutator la utilizarea acestuia în aplicații industriale ca traductor de proximitate sînt : a) deplasarea unui magnet ; b) ecranarea cîmpului unui magnet ; c) concentrarea cîmpului magnetic.

* Pentru circuitele βSM 23X produse de IPRS — Băneasa, $X = 1, 2, 3, 4$, iar pentru βSM24X, $X = 1, 2$.

Tabelul 7.3

Parametrul (unități)	Valoare		
	β SM 230	β SM 233	β SM 240
(*) Tensiune de alimentare (V)	25	10	7
(*) Curent de ieşire (mA)	50	30	8
(*) Temperatură de funcţionare	0—70°C	0÷70°C	0÷70°C
Curent de alimentare (mA) la $B = 50$ mT	4,3	7	2
Tensiune de ieşire în stare „deschis“ V	0,2	0,5	0,4
Prag de deschidere (mT)	50(30)	50(30)	50(30)
Prag de blocare (mT)	10(25)	10(25)	10(25)
Timp de comutare (μS)	0,2÷1 μS	0,2÷1 μS	0,2÷1 μS

(*) — Valori limită absolută.

a) Deplasarea magnetului permanent se poate face în două moduri: frontal sau transversal (fig. 7.77). În funcționare cursa magnetului trebuie să depășească două distanțe de prag : una la care are loc deschiderea, cealaltă la care are loc blocarea, datorită histerezisului.

b) Ecranarea cîmpului unui magnet se poate realiza prin intercalarea unui material feromagnetic (bandă de lățime peste 1 mm) între sursa de cîmp magnetic și senzor (fig. 7.78).

c) Concentrarea cîmpului unui magnet se realizează prin apropierea unui material feromagnetic în spatele senzorului, amplasat într-un cîmp insuficient de intens pentru a produce bascularea (fig. 7.79). Prezența obiectului feromagnetic permite bascularea prin creșterea inducției.

În afară de aceste soluții utilizate la sesizarea proximității (de obicei βSM 2XX se utilizează ca limitator de cursă la mașini-unelte, roboți industriali, periferice de calculatoare, etc.), se pot întîlni și alte aplicații ale senzorului magnetic comutator. Dintre acestea se menționează : traductor de orizontalitate, prin asocierea magnetului cu un pendul (fig. 7.80) ; traductor de nivel avînd magnetul inclus într-un flotor ce se poate deplasa ghidat prin dreptul unui senzor magnetic comutator (fig. 7.81), traductor numeric rotativ incremental pentru viteză sau poziție unghiulară (fig. 7.82) ; traductor (releu) de curent (situație în care se face apel la excitarea prin electromagnet, senzorul magnetic sesizînd depășirea valorii limită a curentului prin înfășurare — figura 7.83).

Se menționează că anumite firme (de exemplu, SPRAGUE, PHILIPS, MICROSWITCH) produc și traductoare de proximitate cu elemente Hall, care oferă la ieșire o tensiune continuă variind liniar cu intensitatea cîmpului magnetic aplicat (de regulă în intervalul —50 mT...+50 mT), sau în impuls de durată fixată de caracteristicile interne ale circuitului.

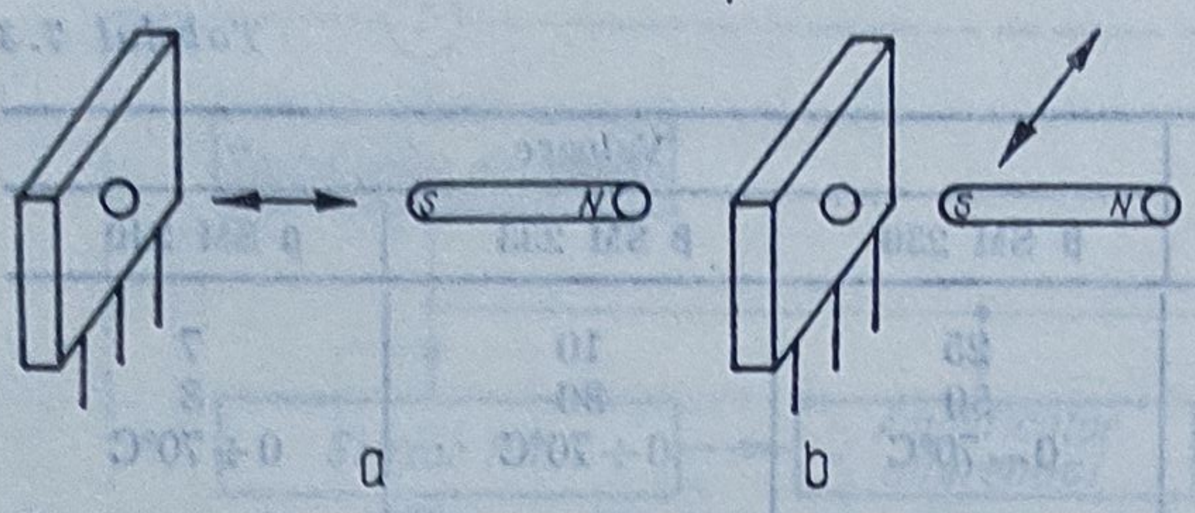


Fig. 7.77. Senzor de proximitate cu deplasarea magnetului.

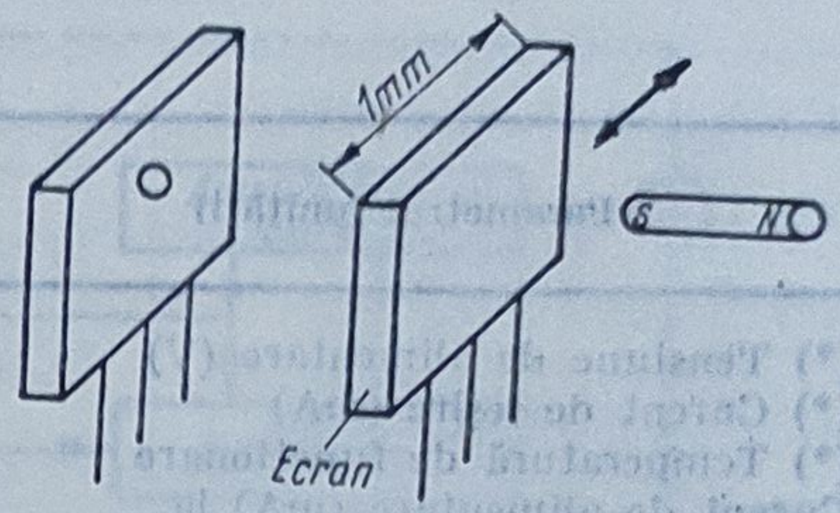


Fig. 7.78. Senzor de proximitate cu ecranarea cîmpului.

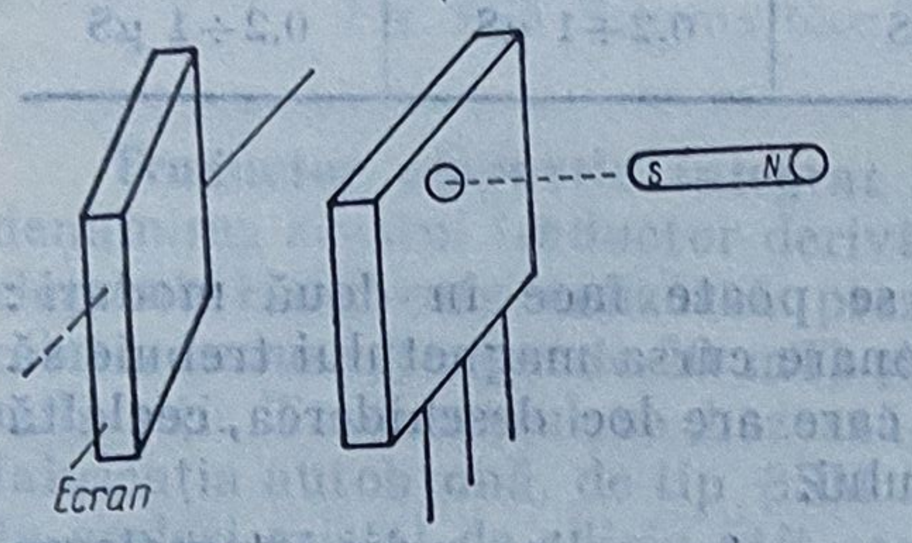


Fig. 7.79. Senzor de proximitate cu concentrare de cîmp.

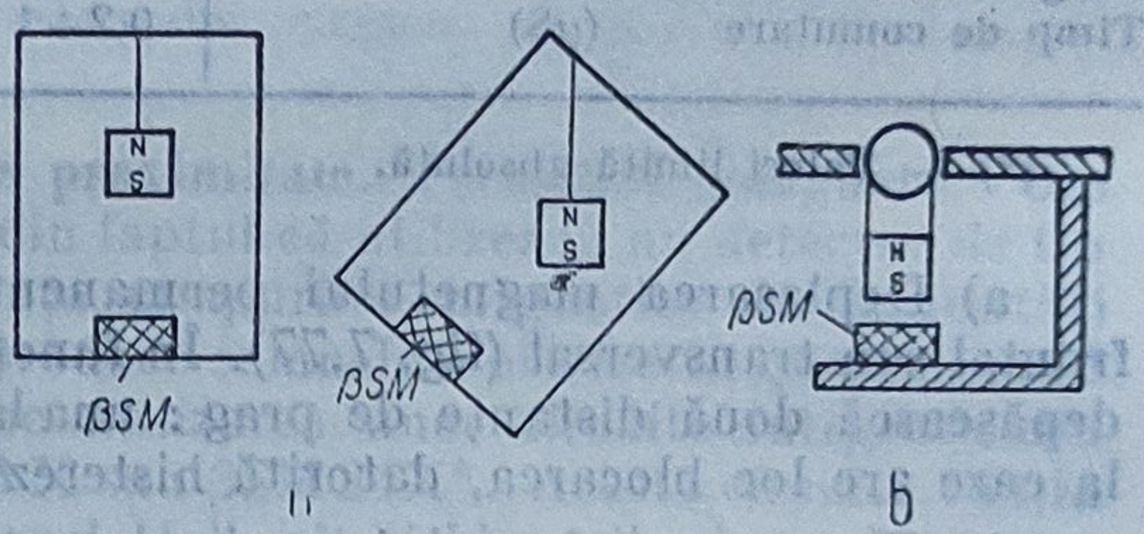


Fig. 7.80. Traductor de orizontalitate : *a* — principiu ; *b* — soluție constructivă.

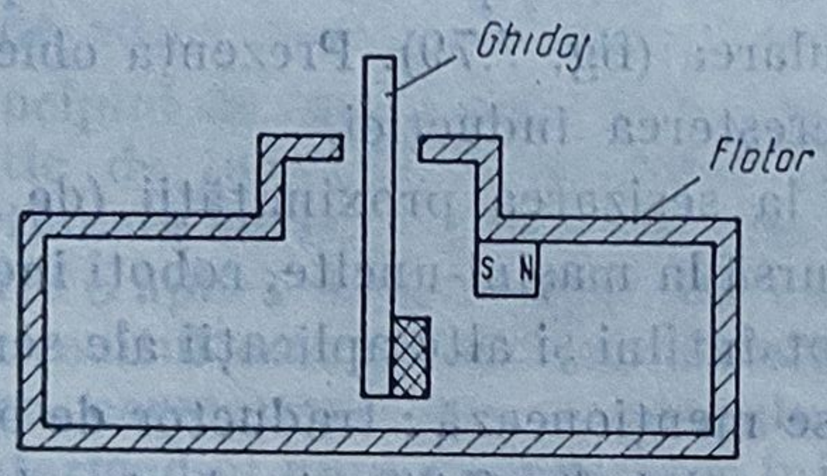


Fig. 7.81. Traductor de nivel.

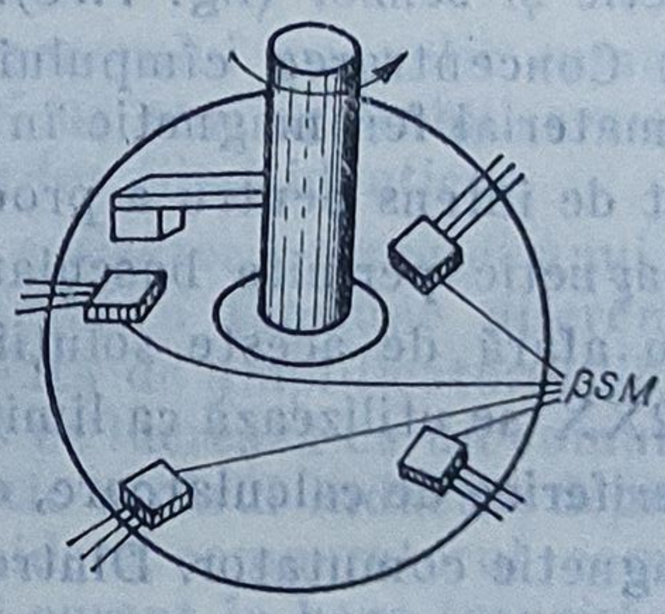


Fig. 7.82. Traductor incremental rotativ.

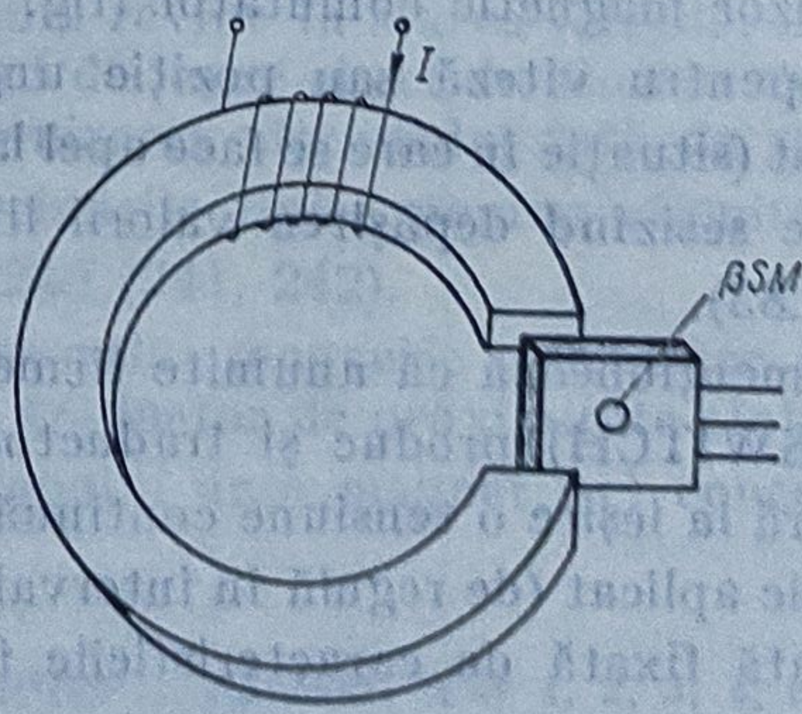


Fig. 7.83. Traductor de curent.

7.6. Traductoare pentru controlul dimensiunilor

Traductoarele de deplasare, în special cele parametrice, se utilizează frecvent în automatizarea operațiilor de control dimensional, avînd drept scop garantarea tehnologică a preciziei de execuție a unui produs. În acest subcapitol sînt prezentate acele traductoare a căror specificitate constă în furnizarea, de către un dispozitiv de decizie, a unor semnale de ieșire discretă în funcție de compararea dimensiunilor controlate cu una sau mai multe referințe. Aceste traductoare se utilizează îndeosebi în operații de control activ statistic și de sortare automată. O largă utilizare în acest domeniu o au traductoarele pneumatice și hidraulice.

Nu au fost incluse în acest capitol traductoare de grosimi (deși acestea reprezintă dimensiuni geometrice), pentru că utilizarea traductoarelor de deplasare este nesemnificativă în raport cu metodele indirecte de apreciere a grosimilor (de exemplu, pe bază de radiații sau prin măsurarea curenților turbionari), care utilizează traductoare de alt tip [23]. Alte aspecte ale măsurării dimensiunilor (de exemplu, recunoașterea de forme plane și spațiale, estimarea ariilor și volumelor), întîlnite frecvent în conducerea roboților industriali, implică utilizarea unor proceduri și traductoare particulare (senzori tactili, senzori vizuali), care vor fi tratate într-un capitol specializat.

7.6.1. Traductoare electrice pentru controlul dimensional activ

Traductoarele de acest tip utilizează ca elemente sensibile structuri mecanice pe care le asociază cu elemente discrete de tip rezistiv, inductiv sau fotoelectric. Cele mai obișnuite sînt traductoarele electrice cu contact, la care dimensiunea geometrică este controlată de un palpator, a cărui deplasare poate închide unul sau mai multe contacte (fig. 7.84).

Se constată că traductorul permite controlul unei singure dimensiuni, pe care o compară cu unul sau mai multe praguri.

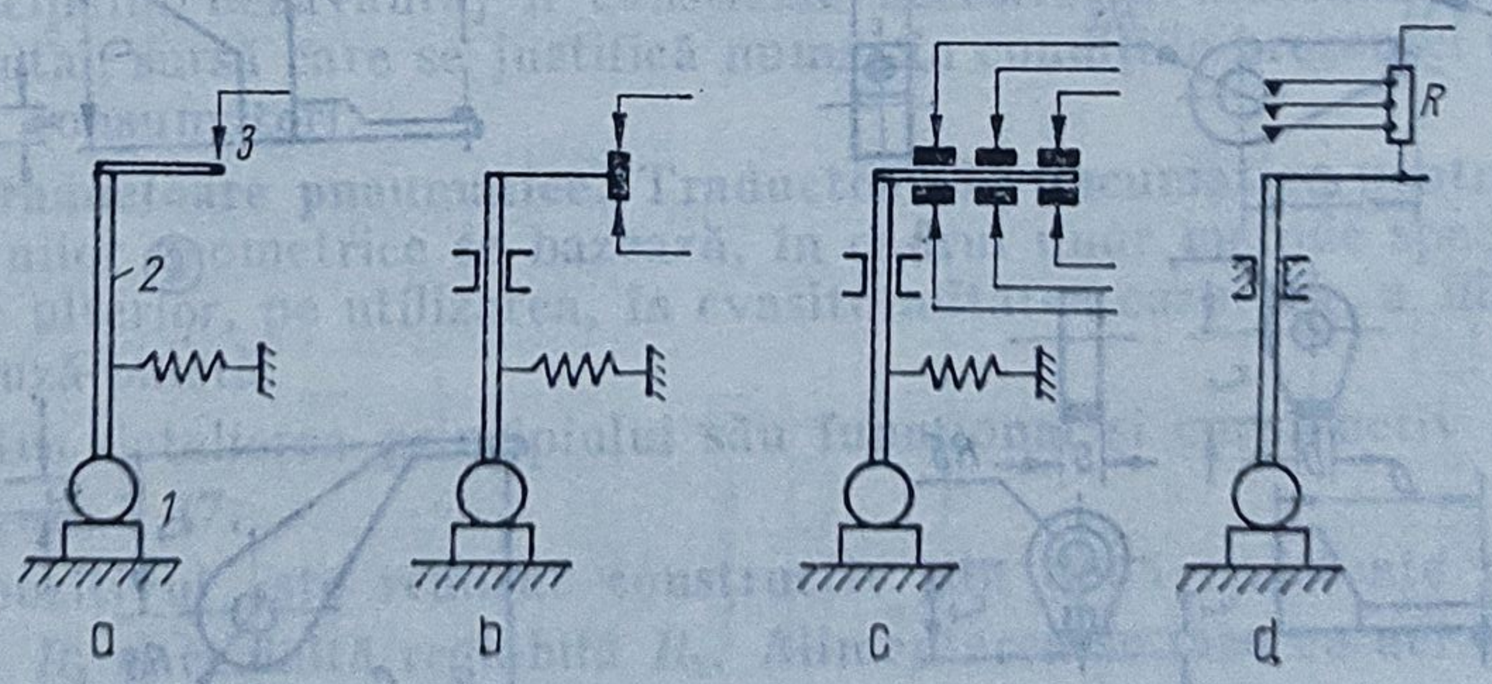


Fig. 7.84. Traductor electric cu contact :
a — limită superioară ; *b* — încadrare între limite ; *c* — multicontact ; *d* — rezistențe discrete.

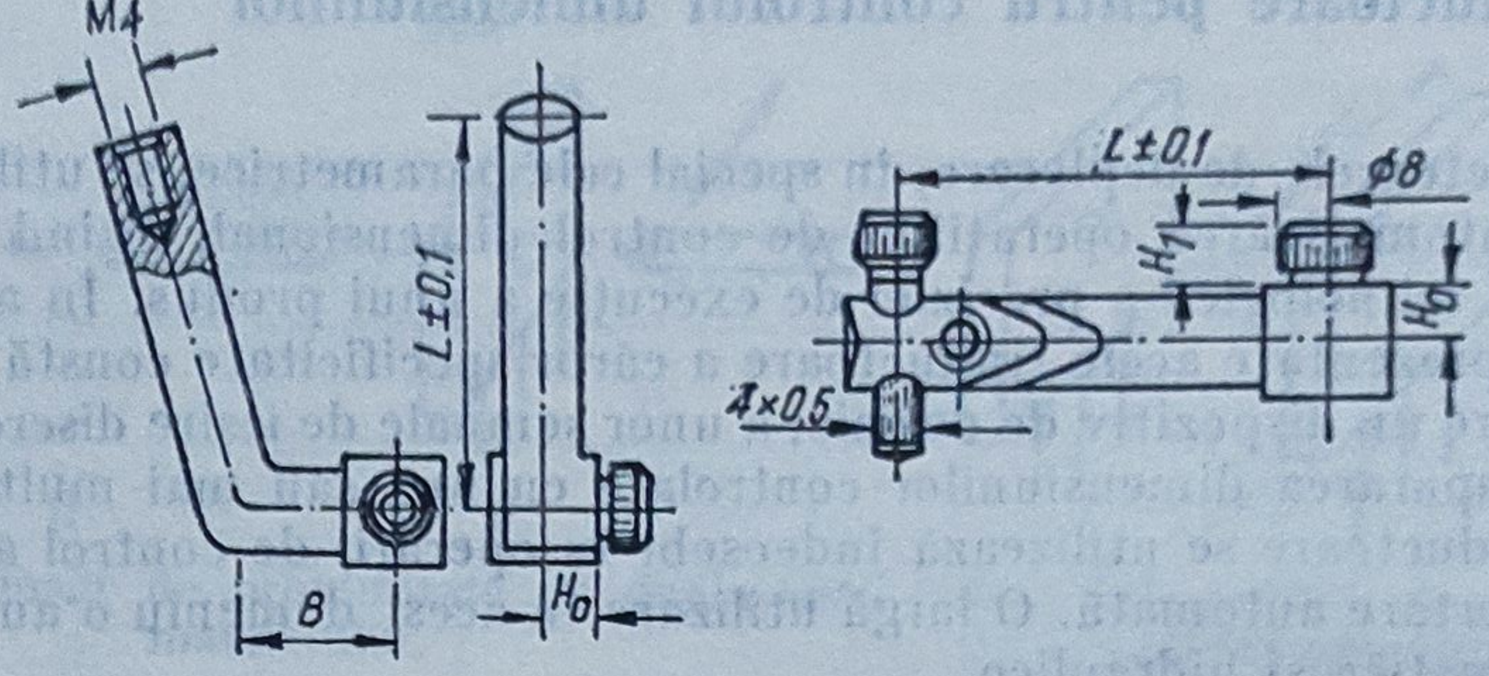


Fig. 7.85. Brațe palpatoare pentru traductoare cu contact.

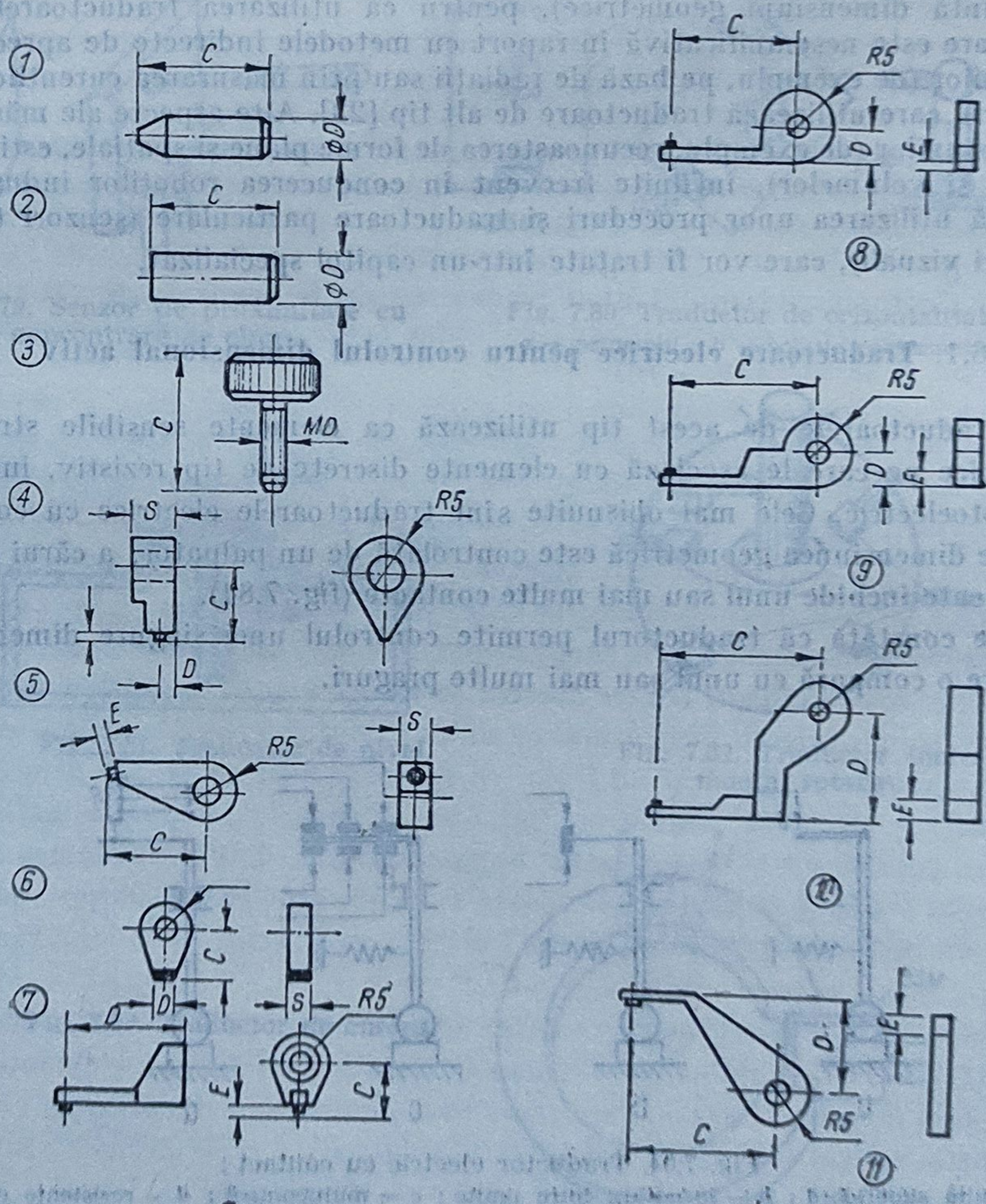


Fig. 7.86. Capete de palpare pentru traductoare cu contact :
a — palpări exterioare ; *b* — palpări interioare.

În schema cea mai simplă (fig. 7.84, *a*), piesa de măsurat *1* provoacă deplasarea palpatorului *2*, solidar cu contactul mobil *3*. Pentru mărirea sensibilității se folosesc transmisii speciale de pîrghii, care cresc deplasarea contactului mobil. Rezistența electrică a contactului trebuie să fie foarte mică ($<0{,}1\ \Omega$) cînd contactul e închis și peste 100 MΩ cînd contactul e deschis. Pentru o cursă a palpatorului de 3—4 mm, un sistem de pîrghii adecvat permite sesizarea unor praguri de 1μ. Varianta din figura 7.84, *d* constituie un traductor rezistiv cu ieșire discretă, care oferă prin închiderea succesivă a contactelor variații de rezistență ΔR.

Principalele aplicații constau în încadrarea între limite (de exemplu a diametrelor bilelor și inelelor de rulmenți) în variantele: control limită superioară (fig. 7.84, *a*) sau limită inferioară și superioară (fig. 7.84, *b*) sau în controlul suprafețelor pieselor (paralelism, rugozitate, planeitate), în variantele din figura 7.84, *c*, *d*.

În figura 7.85 se prezintă cîteva tipuri de brațe de palpatoare, iar în figura 7.86, cîteva tipuri de capete de palpare.

În prezent, s-au dezvoltat traductoare de acest tip care folosesc elemente fotosensibile ca elemente de sesizare a deplasării traductorului. Avantajul constă în prelungirea duratei de viață prin evitarea uzurii, care este pronunțată în cazul utilizării contactelor mecanice.

7.6.2. Traductoare pneumatice și fluidice pentru control dimensional

Controlul dimensional este un domeniu în care utilizarea dispozitivelor pneumatice (cu piese mobile) și/sau fluidice (fără piese mobile) este de multe ori indicată datorită următoarelor avantaje:

— simplitatea funcțională și constructivă, micșorarea gradului de uzură, datorită absenței contactului mecanic și în general a frecărilor;

— stabilitate sporită la variații ale mediului (temperatură, presiune, cîmpuri electrice sau magnetice);

— liniaritate bună pe domenii mari și precizii ridicate;

— viteză de răspuns ridicată.

Principalul dezavantaj îl constituie necesitatea utilizării sursei de aer instrumental, sursă care se justifică numai în condițiile prezenței unui număr mare de consumatori.

a) **Traductoare pneumatice.** Traductoarele pneumatice pentru controlul dimensiunilor geometrice se bazează, în cadrul unor metode specifice ce vor fi expuse ulterior, pe utilizarea, în cvasitotalitatea cazurilor, a dispozitivului de tip duză-paletă.

Pentru detalierea principiului său funcțional și constructiv se fac referiri la figura 7.87.

Dispozitivul este realizat constructiv din două rezistențe pneumatice, una fixă R_1 și cealaltă reglabilă R_2. Alimentarea se face cu aer la presiunea P_1 prin rezistența R_1 calibrată.

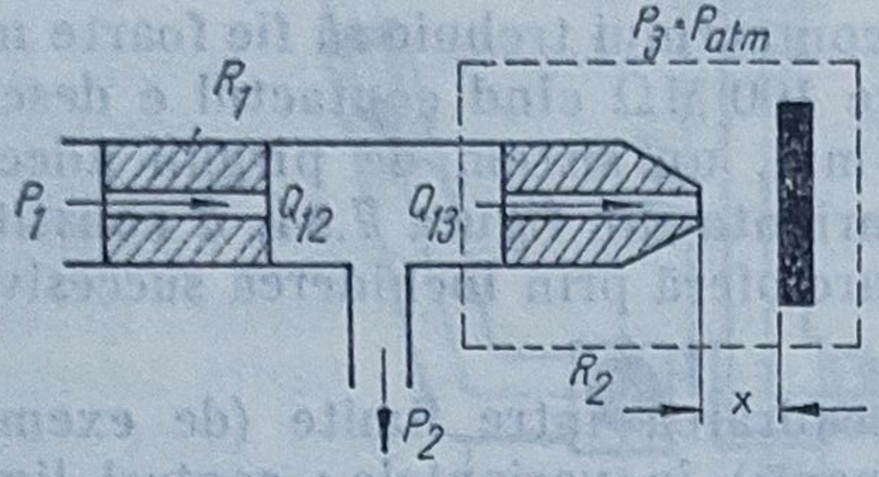


Fig. 7.87. Principiul funcțional duză-paletă.

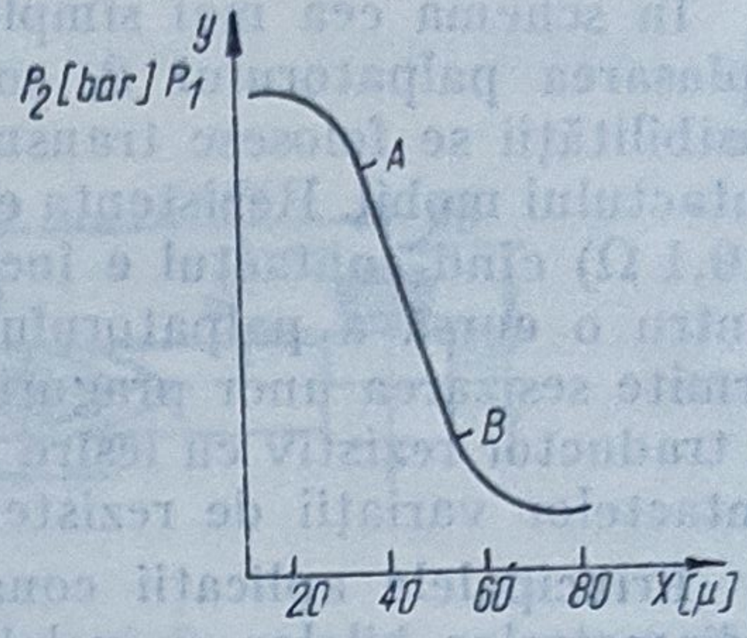


Fig. 7.88. Caracteristica statică a dispozitivului duză-paletă.

Rezistența variabilă R_2 este formată din ansamblul duză și paletă, astfel că, practic, R_2 are o componentă constantă R_2', datorită canalului duzei și o componentă variabilă R_2'', datorită interstițiului între duză și paletă. Distanța de măsurat X constituie mărimea de intrare, iar presiunea P_2 obținută în camera duzei, mărimea de ieșire.

Prin deplasarea paletei se modifică rezistența de scurgere a aerului prin spațiul dintre duză și paletă (R_2), astfel că apare o variație proporțională a presiunii P_2. Caracteristica statică a dispozitivului este reprezentată în figura 7.88, în care se poate pune în evidență zona AB de funcționare liniară.

În funcție de raportul dintre diametrele celor două rezistențe și de asemenea de presiunea de alimentare, domeniul de lucru al traductorului duză-paletă poate fi restrîns sau extins, dar în general se situează sub valori de 1 mm.

Se prezintă în continuare cele mai reprezentative tipuri de traductoare pneumatice de deplasare.

Traductoare pneumatice bazate pe variația presiunii. Acestea reprezintă aplicația cea mai directă a preluării semnalului de presiune ca funcție de distanța de măsurat : exemplificarea se face pe aparatul de tip „SUPERJET“ produs de IMF — București, a cărui schemă de principiu este reprezentată în figura 7.89.

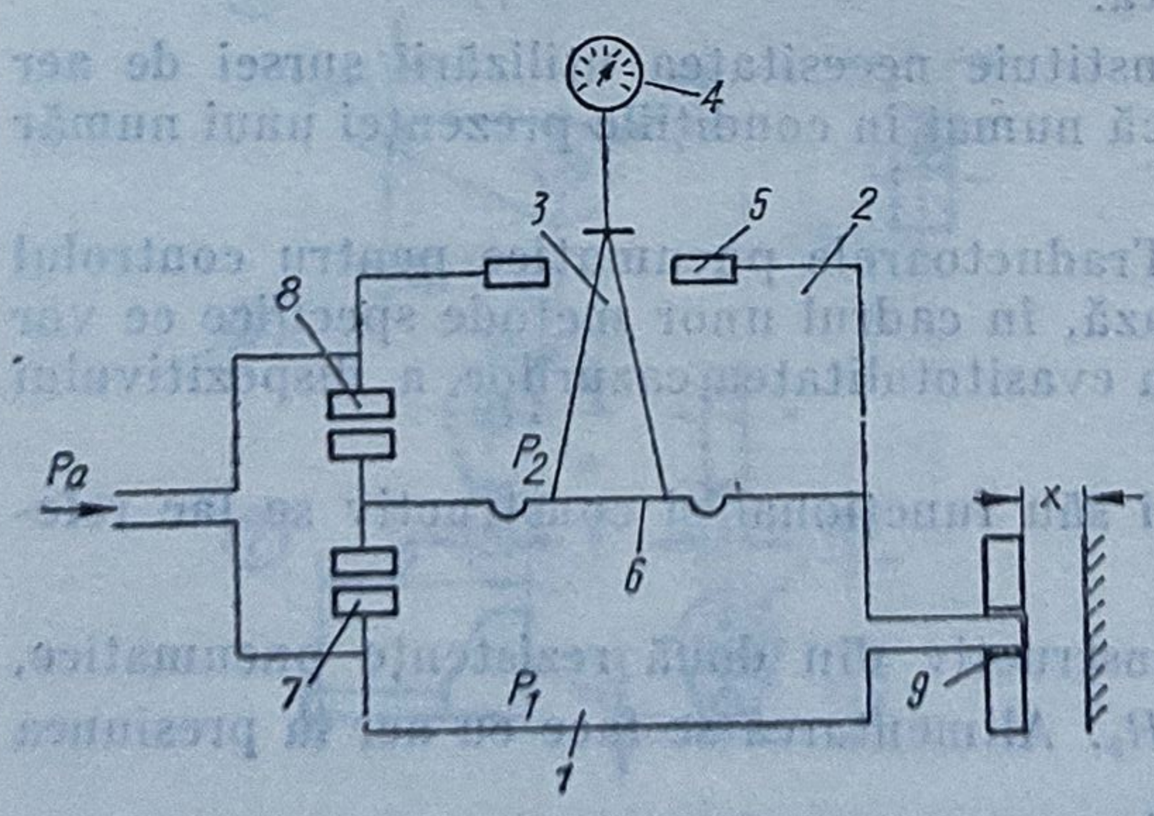


Fig. 7.89. Traductor „Superjet“.

Ca urmare a modulației distanței x, are loc o variație de sens contrar a presiunii din camera de intrare *1*, ceea ce conduce la dezechilibrarea echipajului mobil *3* prins de membrana *6*. Echipajul mobil constituie o supapă a duzei de compensare *5*, astfel că are loc o deplasare citită la comparatorul *4* pînă ce presiunea din camera de compensare *2* echilibrează presiunea de intrare.

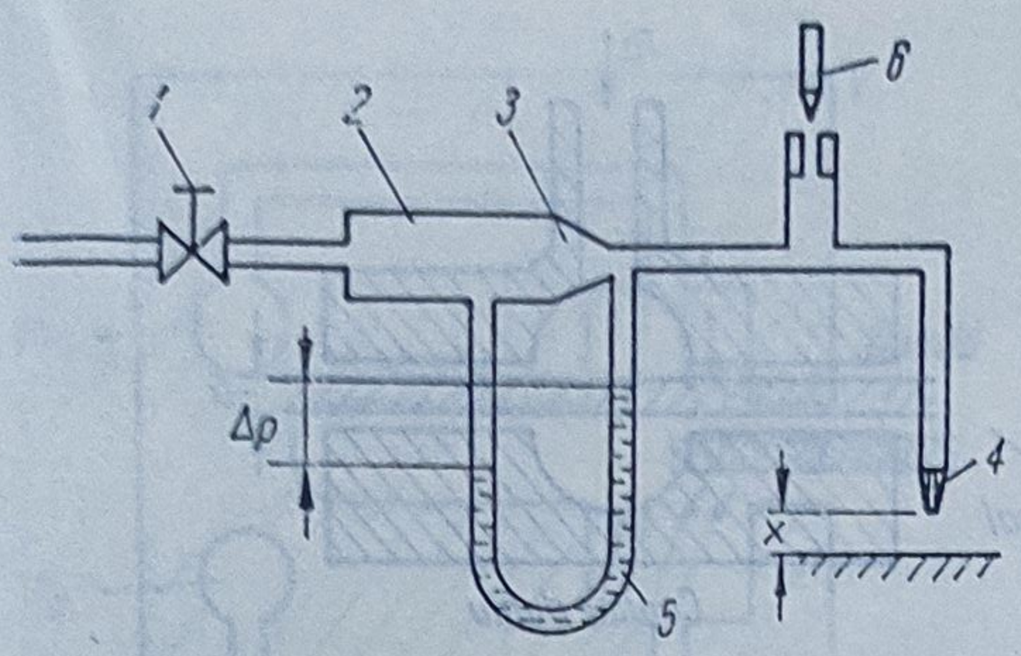


Fig. 7.90. Ajutaj Venturi.

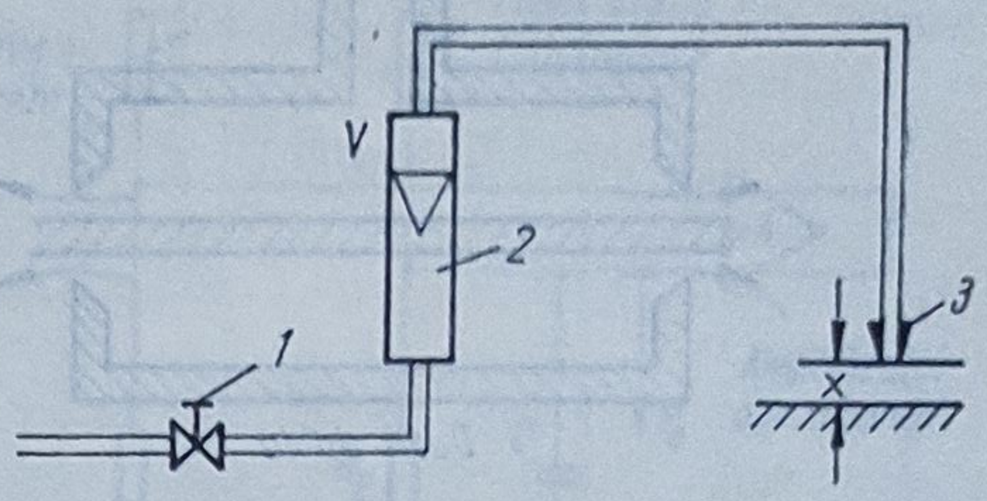


Fig. 7.91. Traductor cu variația debitului.

Cu 7 și respectiv δ sînt simbolizate două rezistențe de admisie a aerului în cele două camere. Astfel, deplasările sau abaterile efective ale obiectului de măsurat se convertesc prin intermediul distanței duză-paletă x și apoi al presiunii P_1 în indicații proporționale citite pe comparator. De asemenea se asociază dispozitive de semnalizare a ieșirii din limite prestabilite.

Precizia de măsurare a traductoarelor de acest tip este de 0,1—0,5 μ.

Traductoare bazate pe variația vitezei. Principiul de lucru este acela al ajutajelor de tip Venturi, conform figurii 7.90.

Modulația distanței x conduce la o variație de același sens a debitului prin duza *4* și deci a vitezei aerului prin întreg circuitul pneumatic. Tubul Venturi conectat la manometrul diferențial *5* creează o creștere a vitezei și deci a presiunii dinamice în fanta *3* respectiv o scădere a presiunii statice față de camera *2*. În acest mod presiunea diferențială Δp obținută reprezintă o măsură a distanței x. Supapa *6* se folosește pentru reglajul de zero al traductorului.

Precizia este comparabilă cu cea a tipului anterior de traductor fiind de 0,2 μ—0,4 μ.

Traductoare bazate pe variația debitului. Plecînd de la premisa evidentă că variația distanței duză-paletă x conduce la variația ariei de curgere a aerului din circuitul pneumatic de alimentare și care, la rîndul ei, produce o variație proporțională a debitului, traductoarele bazate pe această metodă au în general schema de principiu din figura 7.91.

Practic traductorul de acest tip se compune dintr-un reductor de alimentare *1*, un rotametru *2* și duza *3*. Desigur rotametrul este gradat în unități de lungime.

Precizia este mai scăzută 0,5 μm ÷ 2 μm, dar traductoarele au avantajul unui domeniu de lucru mai extins, pînă la 2 mm.

b) **Traductoare fluidice.** Pentru măsurarea dimensiunilor geometrice se utilizează practic toate principiile fundamentale proprii fluidicii; atașarea jetului la pereți solizi (efectul Coandă), impactul jeturilor, fenomene de turbionare, tranziția de la regimul de curgere la minar la cel turbulent etc.

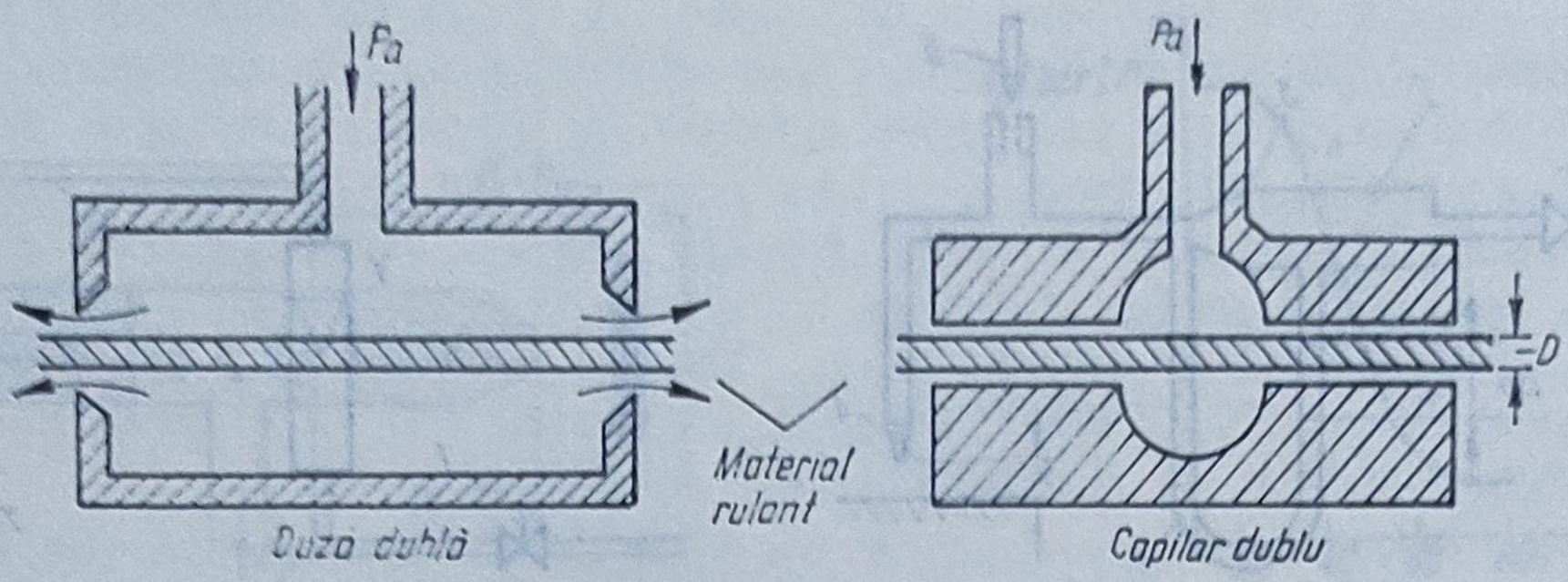


Fig. 7.92. Senzor fluidic cu două duze.

Spre deosebire de traductoarele similare pneumatice, la care — în principiu — se vehiculează semnale de presiune relativ înaltă și deci cu o putere suficientă pentru o eventuală prelucrare și elaborare de comenzi, traductoarele fluidice nu asigură puterea suficientă la nivelul detectorului. În consecință traductoarele au adaptoare fluidice, care includ un amplificator operațional capabil să aducă semnalul obținut la un nivel energetic satisfăcător.

În figura 7.92 este prezentat un senzor fluidic pentru măsurarea diametrului exterior al unor materiale ca, de exemplu, sîrmă, furtunuri, tuburi, filamente, etc.

Materialul al cărui diametru exterior se dorește a se măsura constituie împreună cu două duze sau două capilare, dispuse simetric, două rezistențe pneumatice variabile în funcție de diametrul materialului.

La o alimentare constantă a senzorului se modifică căderea de presiune pe rezistențe după o lege de variație neliniară :

$$\Delta p \sim 1/D^4$$

Fiind evident însă că în cursul procesului de fabricație abaterile diametrului sînt mici față de dimensiunea nominală, caracteristica se poate aproxima cu suficientă precizie ca liniară.

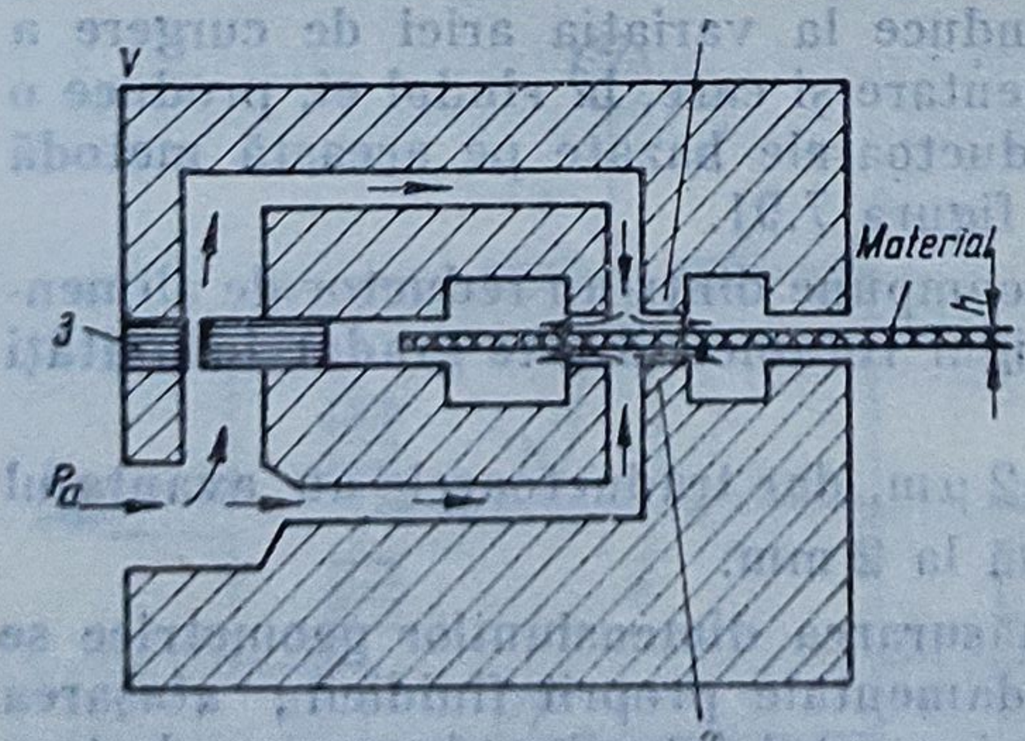


Fig. 7.93. Senzor fluidic pentru grosimi.

Principial asemănător este senzorul fluidic de control al grosimii unor materiale (fig. 7.93).

Materialul de măsurat formează de asemenea împreună cu duzele *1* și *2* două sisteme de tip duză-paletă. Variațiile de presiune în cele două rezistențe variabile sînt proporționale cu grosimea materialului (folii, table, benzi, etc.).

Este de remarcat faptul că o modificare a poziției materialului în interiorul camerei de măsurat nu trebuie să modifice semnalul de ieșire în cazul în care dimensionarea circuitului fluidic

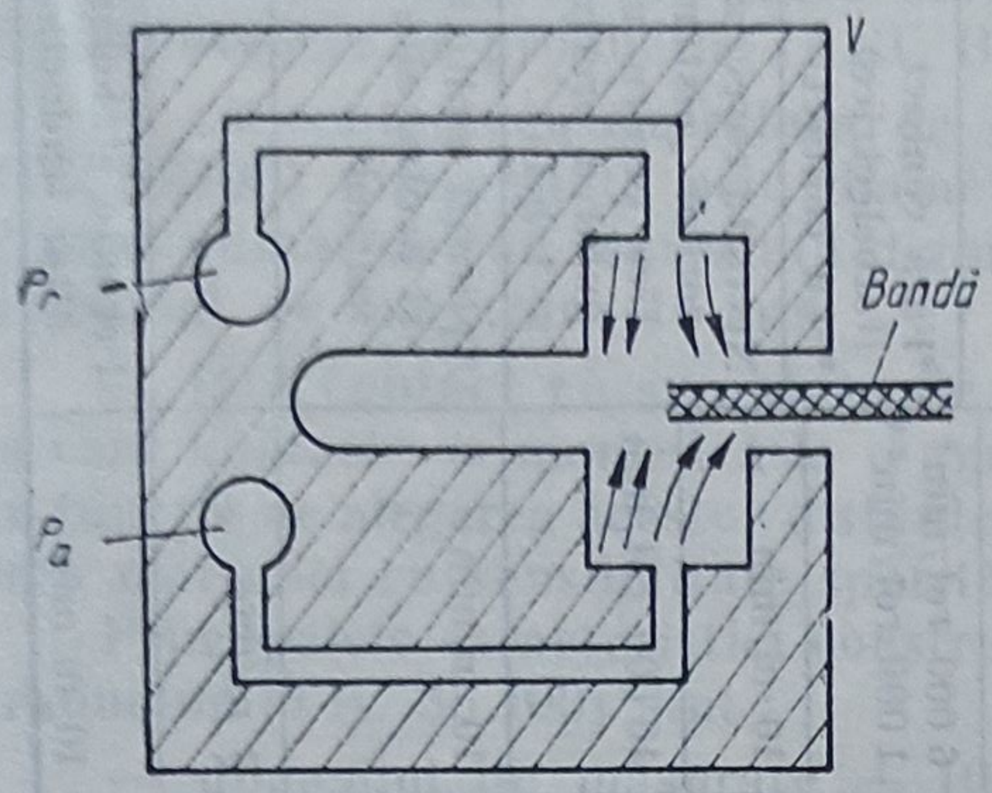


Fig. 7.94. Senzor fluidic cu jet întreruptibil.

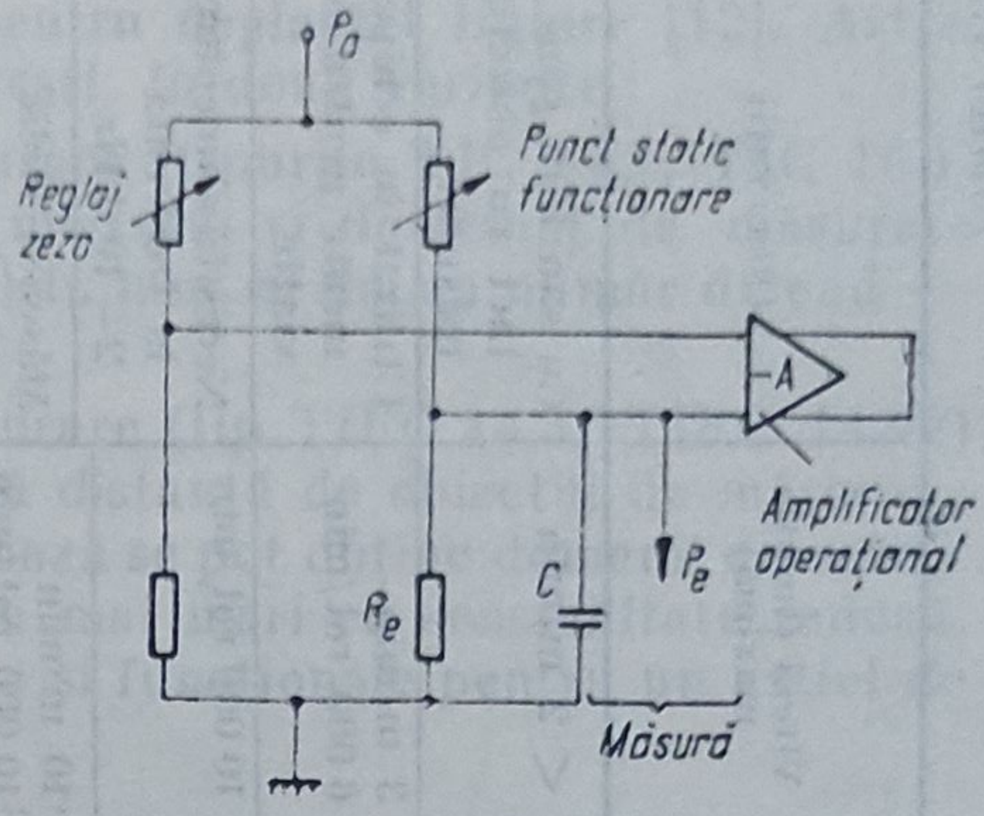


Fig. 7.95. Adaptor fluidic.

este corectă. Astfel o creștere a presiunii în duza care devine mai apropiată de material va fi compensată de o scădere a presiunii din duza mai depărtată. Piesa *3* realizează ajustarea sistemului duză-paletă în funcție de grosimea materialului de măsurat.

Domeniul de măsurare al unui senzor de acest tip este de max. 3 mm, cu o precizie de cca 2,5 μm.

Un ultim exemplu de senzor fluidic pentru controlul variației lățimii unei benzi, bazat pe principiul jetului „întreruptibil", este reprezentat în figura 7.94.

Traductorul este alimentat cu presiunea constantă P_0 și cu o presiune de referință P_r, iar în condiții normale are loc un impact (parțial) al celor două jeturi.

O lățime minimă a benzii conduce la o valoare maximă a presiunii P_r tocmai datorită acestui impact, în timp ce o lățime maximă va conduce la obținerea jetului dat de presiunea constantă P_a, astfel că P_r are o valoare minimă.

Precizia obținută cu un senzor de acest tip este de cca 0,1 mm.

Toți senzorii fluidici prezentați realizează o măsurare de tip diferențial, care permite utilizarea în cascadă a unui adaptor fluidic cu punte rezistivă și amplificator operațional, avînd schema de principiu din figura 7.95.

7.7. Tipuri industriale de traductoare de deplasare

Avînd în vedere marea diversitate a traductoarelor de deplasare, examinarea tuturor tipurilor de traductoare industriale este aproape imposibilă. În tabelul 7.4 sînt prezentate într-o formă sintetică performanțe tipice pentru cele mai răspîndite tipuri de traductoare utilizate în aplicații industriale, cu precizarea firmelor producătoare mai reprezentative. Dintre acestea, în acest subcapitol se prezintă mai amănunțit caracteristicile funcționale și constructive ale unor traductoare din fabricația autohtonă, care prin performanțe corespund celor mai pretențioase cerințe ale tehnicii actuale.

Tabelul 7.1

Nr. crt.	Tipul traductorului	Firme producătoare reprezentative	Domeniul maxim de măsurare	Clase de precizie/ /rezoluție		Sistemul mecanic de cuplare	Viteza (turația maximă)	Observații
				traductor	traductor+ mecanică de cuplare			
1	Inductiv liniar cu miez mobil	Hottinger Baldwin Philips IAUC București	1 mm... 100 mm	0,5	1	Tijă filetată	< 2 m/min	Cu sau fără contact cu obiectul măsurat
2	Transformetru diferențial liniar/ rotativ	Schaevitz Thomson	1...250 mm −40°...+40°	2μ/10′	2μ/10′	Tijă filetată pinion	3 m/min 6 000 rot/min	Utilizat în echipamente pentru aviație
3	Resolver	Siemens Thomson ICPE București	0...360°	±3′	±5′	Pinion-cremalieră cuplaj elastic	10 000 rot/min	Necesită alimentare la frecvența 2–10 kHz
4	Inductosyn liniar rotativ	Farrand J. Heidenhain Tesla ICPE București	250 mm (cu extensie la >10 m) /360°	1 μ/2′	2 μ/3′	Solidar cu structura de rezistență	10 m/min 10 000 rot/min	Măsoară ciclic absolut
5	Numeric absolut de tip disc	Elesta* Siemens* Moore-Reed**	360° (sau multipli)	$2^{-10}...2^{18}$ ±1 bit		Pinion cremalieră/cuplaj elastic	6 000 rot/min* 1 000 rot/min**	*Fără contact (fotoelectrice) **Cu contact
6	Numeric incremental liniar (riglă)	J. Heidenhain Philips	1 m...10 m	1(2) μ	2 μ	Solidar cu structura de rezistență	10 m/min	Necesită corecția erorilor sistematice pentru asigurarea preciziei ±1 bit
7	Numeric incremental rotativ (disc)	J. Heidenhain I. Mec. Fină Buc.	360° (sau multipli)	360°/n ($n=2^{10}...2^{16}$) (±1 bit)		Pinion cremalieră cuplaj elastic	10 000 rot/min	
8	Traductoare de proximitate	Telemecanique IEA București IPRS București ICE Botoșani	1...10 mm	1	1	Solidar cu organul mobil (uzual)	10 m/min	Aplicații multiple și pentru alte mărimi
9	Traductoare pentru controlul activ	I. Mec. fină	<1 mm	1 μ	1 μ	Cap de palpare	3 m/min	—
10	Interferometru cu laser	IEA București	60 m	0,5 μ	0,5 μ	Independent	10 m/min	Permite etalonarea altor traductoare

Traductor inductiv cu miez mobil pentru deplasări liniare [12]. Astfel de traductoare se produc la IAUC București, în două variante:

— cu contact cu suprafața de măsurare (tipurile TIC 14.1, TIC 16.1, TIC 35.100) diferențiate prin diametrul miezului și domeniul de măsurare Primul număr de cod reprezintă diametrul în mm, al doilea număr de cod — domeniul de măsurare în mm;

— fără contact cu suprafața de măsurare (tip TIFC 14.3, TIFC 14.02) la care bobinele se montează la o anumită distanță de obiectul de măsurat; în funcție de alegerea acestor distanțe de bază se pot obține domenii de măsurare mai mici cu sensibilitate sporită, sau mai mari cu sensibilitate redusă.

Principalele caracteristici constructive și funcționale pentru un astfel de traductor (TIC 35.100) sînt:

— domeniul de măsurare $\pm$ 100 mm;
— tensiunea de alimentare 4 V_{ef}/5 kHz;
— abaterea de la liniaritate 1%;
— sensibilitate 0,623 mV/V mm;
— rezistența bobinelor 45 Ω;
— inductanța bobinelor cu miezul în poziție de echilibru 13 mH.

În figura 7.96 se prezintă legăturile bobinelor la conectorul de ieșire și sînt marcate rezistențele R prevăzute pentru liniarizarea caracteristicii statice. Traductorul se poate conecta la o punte tensometrică tip N 2301 (pentru un singur canal) produsă de IEMI București și care oferă atît posibilitatea de indicare a deplasării, cît și de transmitere a unui semnal de măsurare spre un dispozitiv de automatizare. Conectarea se efectuează ca în schema din figura 7.97, în care semnificația notațiilor este: *1* — traductor inductiv; *2* — conector; *3* — tensometru electronic avînd în componență semipunțile de impedanțe calibrate și variabile T, T', generatorul de semnal sinusoidal G, amplificatorul A și demodulatorul D. I și DA reprezintă ieșirile spre aparatul indicator, respectiv dispozitivul de automatizare.

Traductor de tip resolver [11]. Se prezintă caracteristicile resolverului realizat la ICPE București, destinat măsurării indirecte a deplasărilor liniare și directe a deplasărilor unghiulare, în special la mașini-unelte și la roboți industriali. În figura 7.98 se prezintă schema electrică de principiu, caracteristica de ieșire și dimensiunile de gabarit.

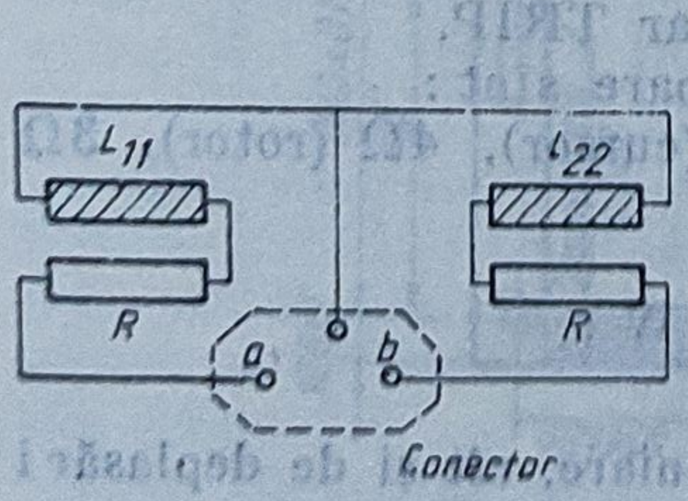


Fig. 7.96. Traductor inductiv (IAUC).

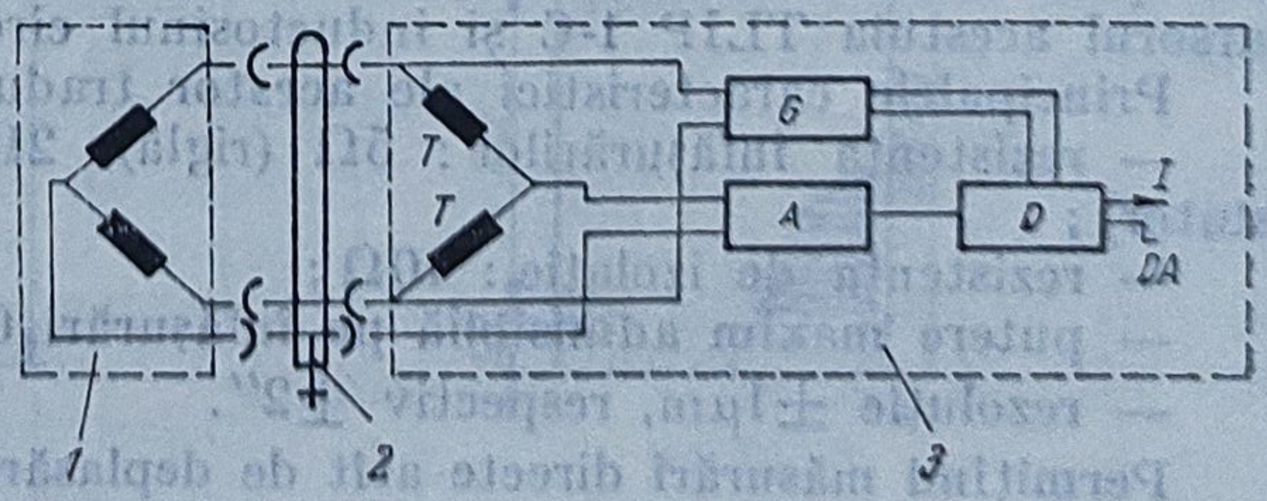


Fig. 7.97. Conectarea unui traductor inductiv la puntea tensometrică.

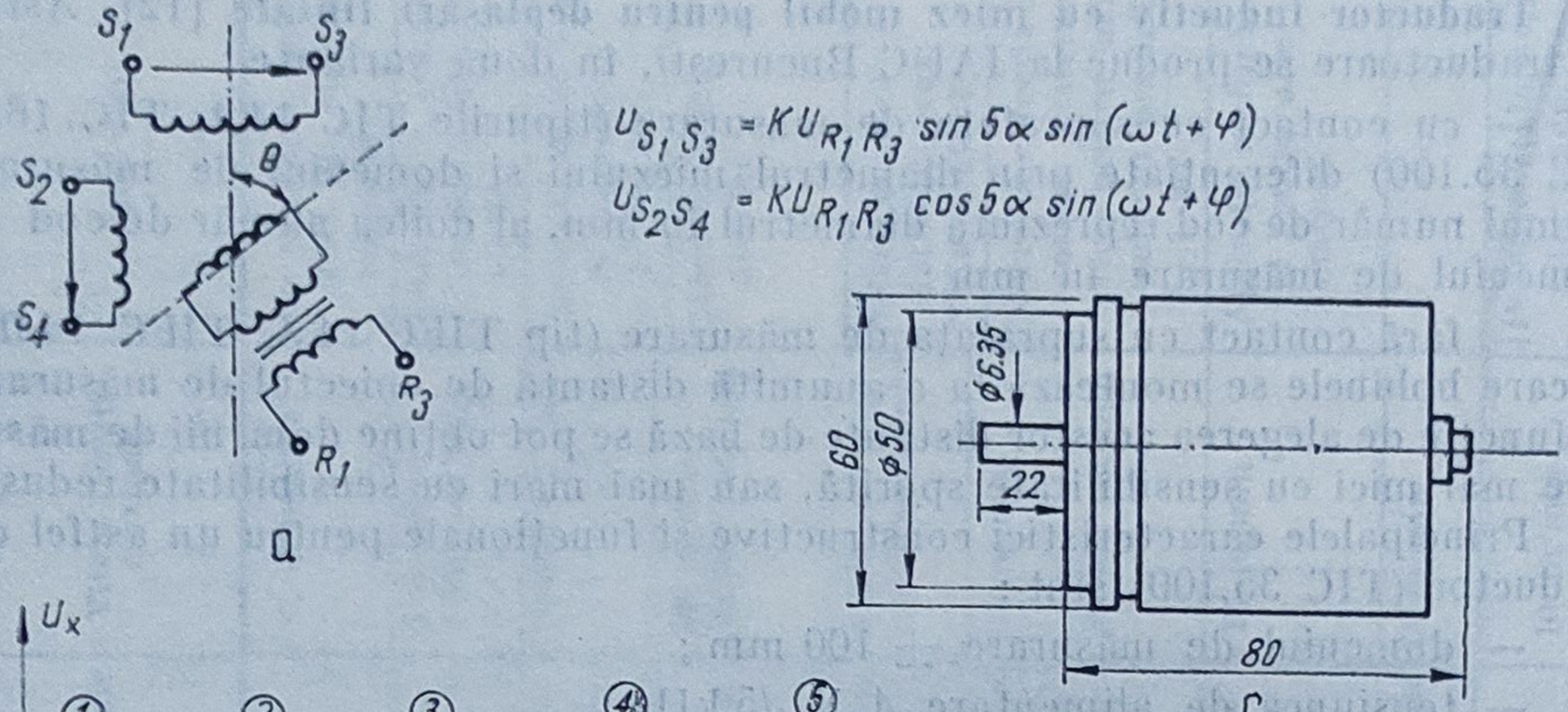


Fig. 7.98. Resolver (ICPE) :
a — scheme de principiu ; *b* — dimensiuni de gabarit ; *c* — caracteristică de ieşire.

Resolverul se montează pe şuruburi de antrenare cu pasul de avans de 10 mm, avînd posibilitatea de multiplicare electrică în raport 5 : 1. Principalele caracteristici sînt :

— moment de inerţie 200 gcm^2 ;
— cuplu de antrenare dinamic 200 gcm la o viteză de 6 m/min ;
— tensiune de alimentare $U_{ef} = 20$ V, la frecvenţă 2...10kHz ;
— curent absorbit maxim 5 mA/10 V ;
— eroare unghiulară absolută 10′ ;
— eroare liniară absolută ± 5 μm.

În condiţii de funcţionare la temperatură între 10 şi 50°C, durata de viaţă sub tensiune este de 4 000 ore/an.

Traductor de tip inductosin [11]. Începînd din 1983 se produc de către ICPE Bucureşti inductosine liniare şi circulare. În figura 7.99 sînt prezentate principalele date constructive pentru rigla inductosinului liniar TLIP 1-R, cursorul acestuia TLIP 1-C şi inductosinul circular TRIP.

Principalele caracteristici ale acestor traductoare sînt :

— rezistenţa înfăşurărilor : 5Ω (riglă), 2Ω (cursor), 4Ω (rotor), 3Ω (stator) ;
— rezistenţa de izolaţie : 10Ω ;
— putere maxim admisibilă pe înfăşurări 0,5 W ;
— rezoluţie ± 1μm, respectiv $\pm 2''$.

Permiţînd măsurări directe atît de deplasări liniare, cît şi de deplasări unghiulare, inductosinele se utilizează cu succes în sisteme de conducere a maşinilor-unelte, a roboţilor industriali, a echipamentelor de navigaţie. Sem-

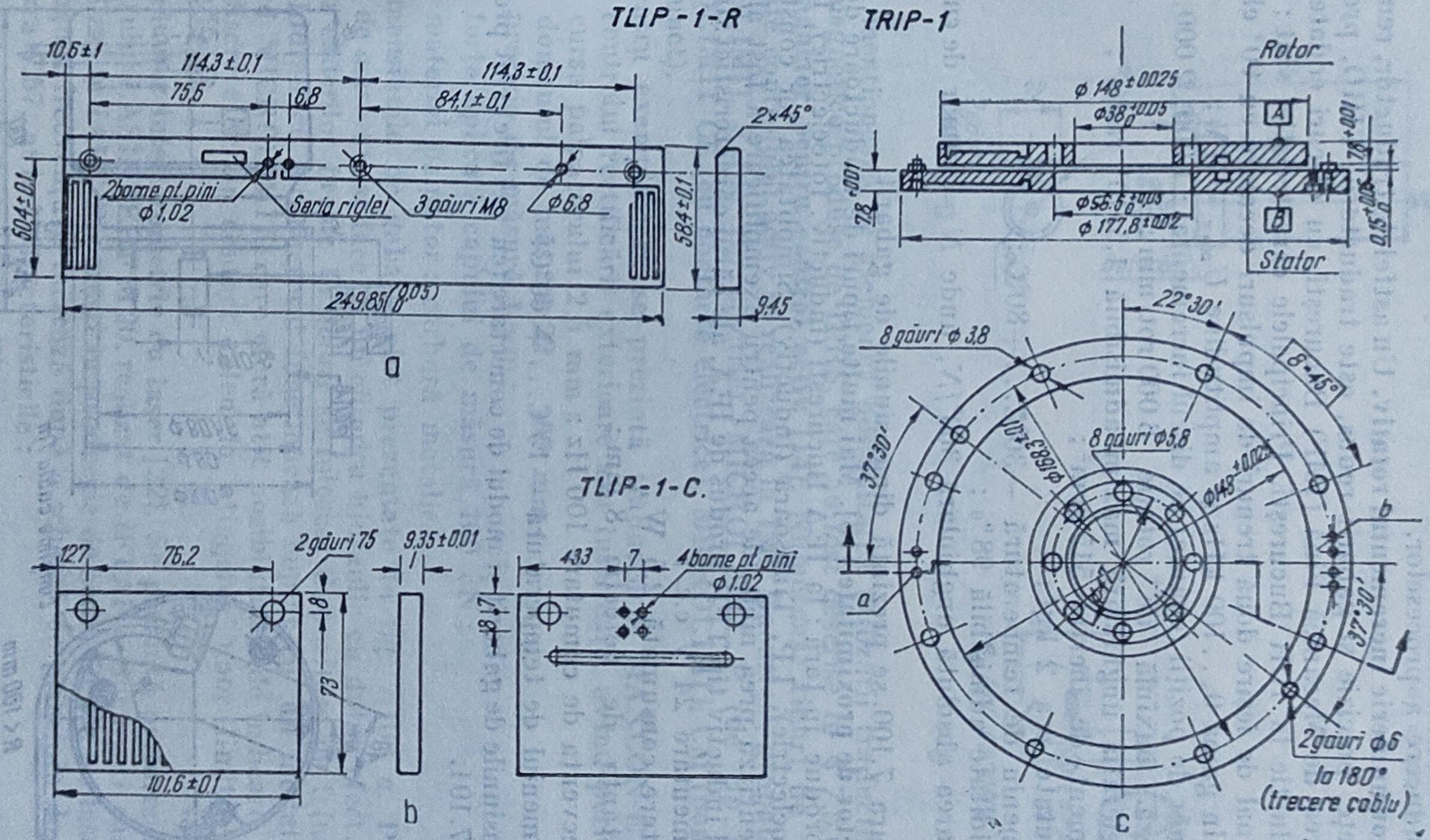


Fig. 7.99. Inductosin (ICPE) :
a — rigla ; *b* — cursor ; c — inductosin circular.

nalul de ieşire poate fi utilizat cu diferite dispozitive de afişare, dar poate apare şi sub formă de date (de regulă numerice), furnizate unor structuri discrete de conducere a proceselor.

Traductor numeric incremental rotativ. Un astfel de traductor, remarcabil prin robusteţe, precizie şi gabarit redus, este traductorul TIRO, produs de Întreprinderea de Mecanică Fină (IMF) Bucureşti, cu discuri codate asimilate în producţie la IOR Bucureşti. Principalele caracteristici sînt :

— semnal de ieşire două trenuri de impulsuri decalate cu 90° electrice, frecvenţa în gama 0...100 kHz şi amplitudine $U_{max} = 8$ V ;
— număr de poziţii (cuante) pe discul incremental : 1 000, 2 000, 4 000 ;
— viteza maximă de rotaţie 6 000 rot/min ;
— acceleraţia unghiulară maxim admisibilă $1{,}5 \cdot 10^4$ rad/s^2 ;
— moment de inerţie 515 gcm^2 ;
— greutate cca 2 kgf ;
— domeniu de temperatură —30°C...+80°C ;
— umiditate admisibilă 98% ;
— eroarea absolută unghiulară $360°/N$, unde N = număr de cuante pe disc.

În figura 7.100 se prezintă dimensiunile de gabarit.

Traductor de proximitate [13]. Mai multe tipuri de traductoare de proximitate se produc în ţară : la IEA Bucureşti (inductiv, fotoelectric), ICE Botoşani (fotoelectric), I.P. Timişoara (inductiv). Simplitatea lor constructivă nu le diferenţiază prea mult, de aceea pentru exemplificare a fost ales doar traductorul inductiv tip TPR produs de IEA, ale cărui caracteristici sînt :

— alimentare 24 V c.c. ;
— putere consumată 2,5 W ;
— distanţa de detecţie 8 mm ;
— frecvenţa de comutare 100 Hz ;
— domeniul de temperatură —15°C...+ 60°C.

Dimensiunile de gabarit şi modul de conectare (cu trei fire) sînt prezentate în figura 7.101.

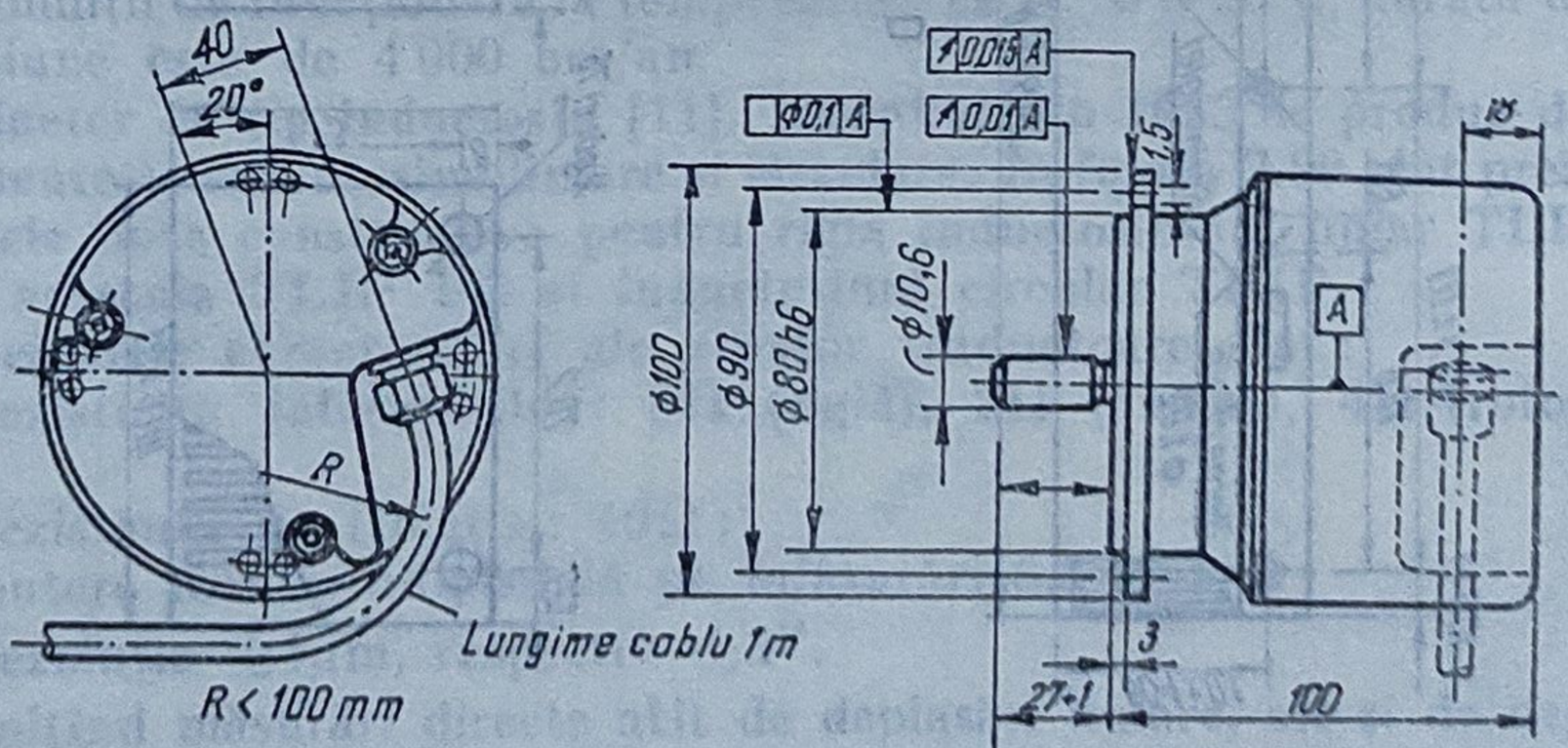
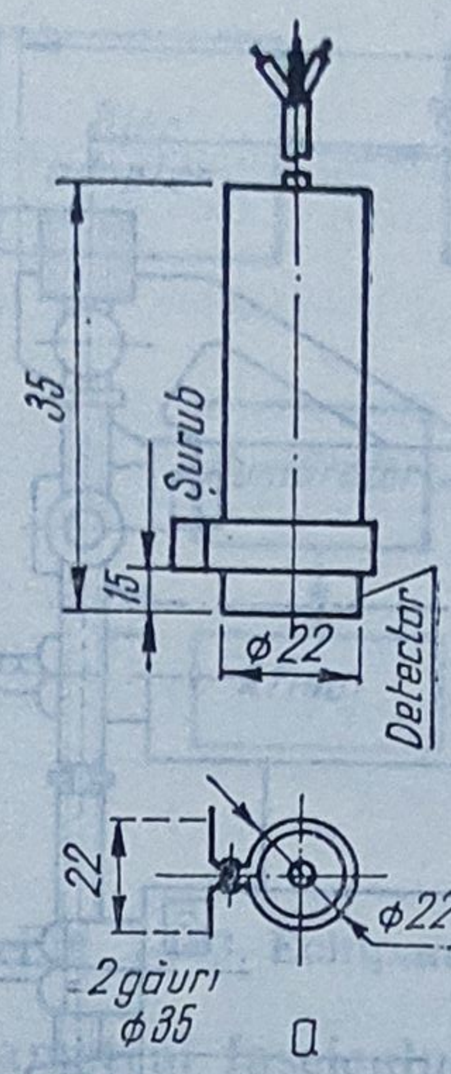


Fig. 7.100. Traductor incremental rotativ (I. Mecanică Fină).



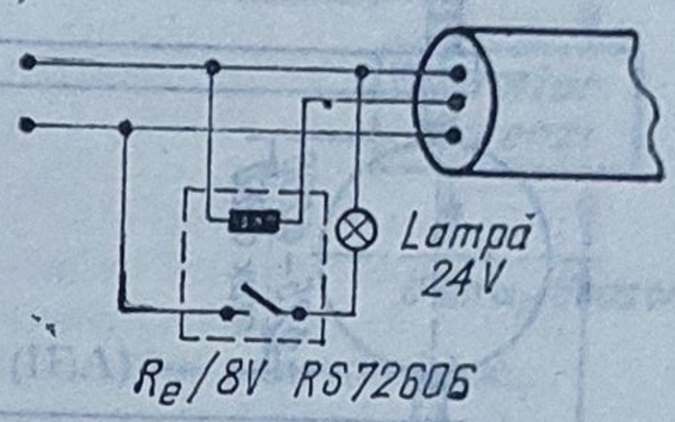


Fig. 7.101. Traductor de proximitate (IEA) :
a — dimensiuni ; *b* — schemă de montaj.

Se menționează de asemenea posibilitatea utilizării traductoarelor integrate magnetice produse de IPRS, care au fost descrise în § 7.5.6.

Traductor pentru control activ [14]. Numeroase tipuri de traductoare destinate controlului activ se realizează la IMF București, grupate în seriile : MICROLIMIT E (de tip electric), MICROLIMIT P (de tip pneumatic), MICROLIMIT CE (cu contacte electrice), MICROLIMIT CM (pentru control multipunct).

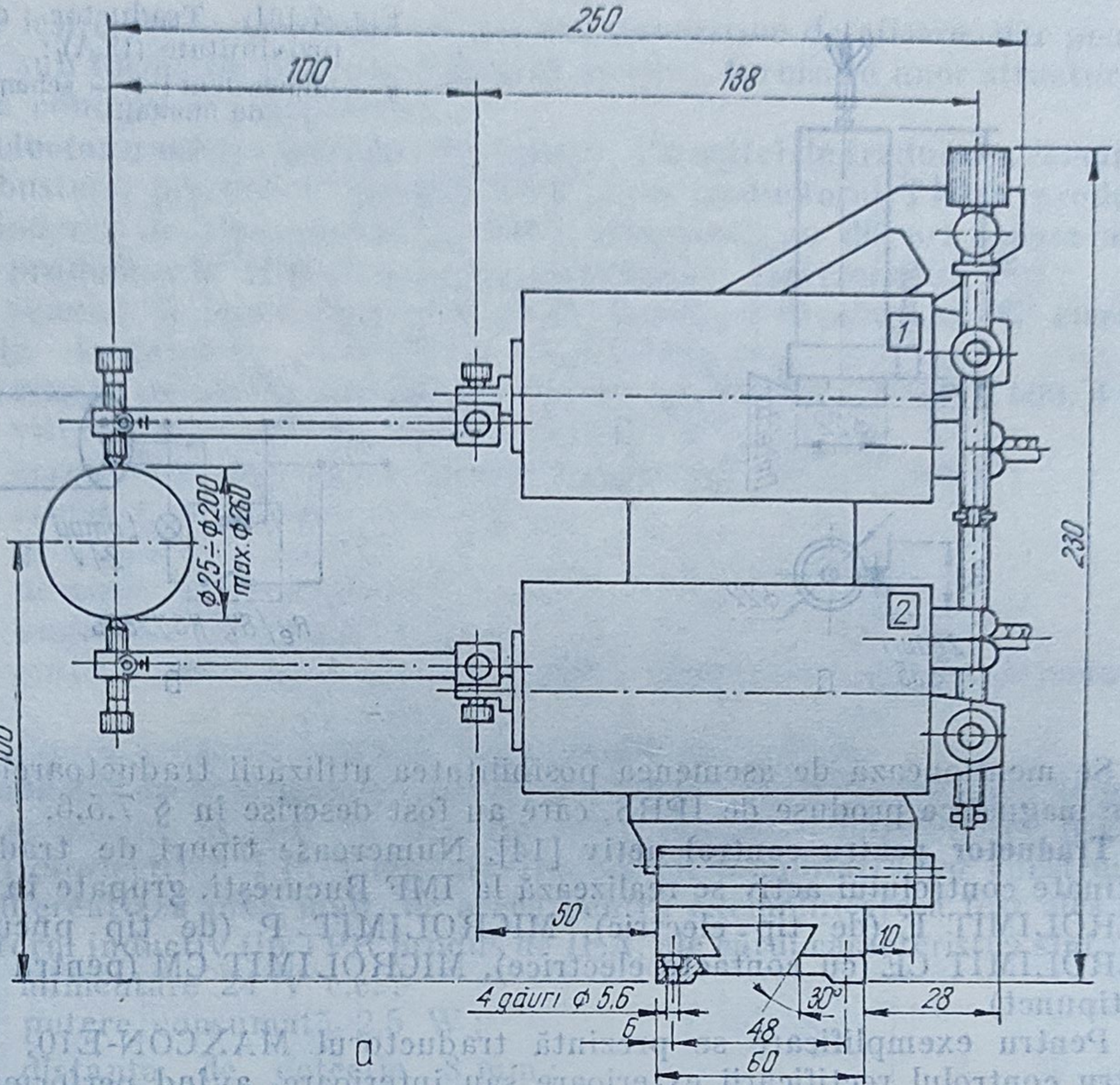
Pentru exemplificare se prezintă traductorul MAXCON-E10, utilizat pentru controlul rectificării exterioare sau interioare, avînd performanțele :

— cursa palpatorului 2,5 mm ;
— domeniul de măsură 22...100 mm ;
— precizia de măsură 1 μm ;
— forța aplicată capului de măsură 100 cN ;
— material palpator : carbură metalică.

Dimensiunile de gabarit sînt prezentate în fig. 7.102 *a*. Poziționarea capului de măsurare se face cu un cilindru hidraulic cu dublu efect, iar pentru evitarea căderilor bruște în goluri se folosesc dispozitive de frînare de asemenea hidraulice. Traductorul funcționează cuplat cu un modul electronic standard MICROLIMIT, care oferă atît posibilitatea de indicare, cît și semnalele discrete de tip contact releu la atingerea unor limite prestabilite (fig. 7.102 *b*).

Traductor interferometric cu laser [22]. Se prezintă performanțele interferometrului LASINTERF M 20, realizat de IFTAR—București, care urmează a fi realizat la IAUC București în producție de serie. El are un laser He—Ne cu o singură frecvență și lucrează după o schemă de principiu de tipul celei din figura 7.57, avînd caracteristicile :

— putere de ieșire 0,3 mW ;
— divergența fasciculului 10^{-4} rad ;



a

b

Fig. 7.102. Traductor de control activ (I. Mecanică Fină) :
a — cap palpare ; *b* — modul electric.

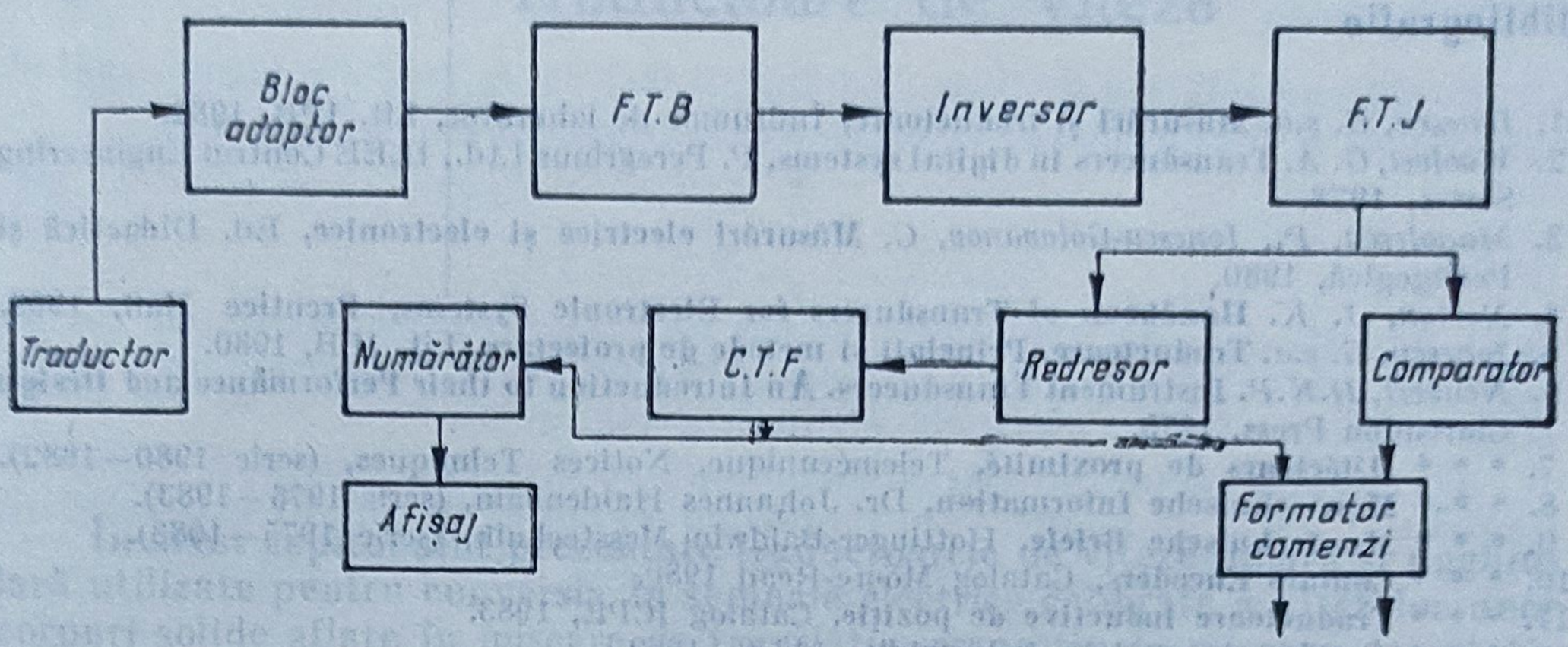


Fig. 7.103. Echipament NUMEROM 306 (IEA) — schemă bloc.

— diametrul fasciculului de ieșire : 0,6 mm ;
— stabilitate în frecvență $5 \cdot 10^{-8}$;
— domeniul de măsurare 12 m ;
— rezoluția : 0,1 μm ;
— viteza maximă de deplasare a pieselor 10m/min.

Echipament de măsurare și afișare numerică NUMEROM 306 [13]. NUMEROM 306 este un echipament produs de IEA București, destinat prelucrării semnalelor oferite de traductoare de tip inductosin (liniar și circular) și resolver. Deși este destinată doar afișărilor de cote structura echipamentului se regăsește integral în toate echipamentele NUMEROM destinate conducerii numerice a mașinilor-unelte care lucrează cu traductoarele menționate, indiferent de complexitatea operațiilor (poziționare, prelucrări paraxiale, conturare).

Domeniul de măsurare maxim este de 19 999,99 mm (rezoluție 1 μm) pentru deplasări liniare și 359,999° (rezoluție o miime de grad) pentru deplasări unghiulare. Viteza maxim acceptată pentru organul mobil este de 25 m/min, respectiv 25 000 grade/min.

Principiul de funcționare este cel al modulației de amplitudine, iar schema bloc a echipamentului este reprezentată în figura 7.103.

Semnalul furnizat de traductor este filtrat și amplificat de blocul adaptor *BA* și apoi sincronizat cu un semnal de comandă *SC* într-un filtru trece-bandă activ. Semnalul sinusoidal astfel obținut este trecut printr-un etaj redresor, care permite obținerea unui semnal redresat a cărui polaritate corespunde sensului deplasării. Filtrat prin filtrul activ trece-jos, semnalul redresat se compară cu zero și în funcție de faza sa, se obține un semnal logic TTL. Același semnal redresat se aplică la intrarea în convertorul tensiune-frecvență *CTF*. Frecvența semnalului furnizat de *CTF* scade pe măsură ce se compensează eroarea. Acest semnal se aplică atît la intrarea în formatorul de comenzi, pentru a permite sesizarea ajungerii în poziția de echilibru, cît și la un numărător, care contorizează impulsurile ce permit afișarea valorii măsurate.

Bibliografie

1. *Ionescu, G. ş.a.* **Măsurări şi traductoare,** Îndrumar de laborator, Lit. IPB, 1982.
2. *Woolvet, G. A.* **Transducers in digital systems,** P. Peregrinus Ltd., IEEE Control Engineering Series, 1978.
3. *Manolescu, P., Ionescu-Golovanov, C.* **Măsurări electrice şi electronice,** Ed. Didactică şi Pedagogică, 1980.
4. *Norton, J. K.* **Handbook of Transducers for Electronic Systems,** Prentice Hall, 1969.
5. *Ionescu, G. ş.a.* **Traductoare. Principii şi metode de proiectare,** Lit. IPB, 1980.
6. *Neubert, H.K.P.* **Instrument Transducers. An Introduction to their Performance and Design.** Clarendon Press, 1975.
7. * * * **Détécteurs de proximité,** Telemécanique, Notices Tehniques, (serie 1980—1982).
8. * * * **Messtechnische Information,** Dr. Johannes Haidenhain, (serie 1976—1983).
9. * * * **Messtechnische Briefe,** Hottinger-Baldwin Messtechnik, (serie 1975—1983).
10. * * * **Contact Encoders,** Catalog Moore-Read 1980.
11. * * * **Traductoare inductive de poziţie,** Catalog ICPE, 1983.
12. * * * **Catalog de produse industriale,** IAUC, 1982.
13. * * * **Catalog de produse industriale** IEA, 1983.
14. * * * **Traductoare cu contacte electrice** — MICROLIMIT, Catalog I. Mec. Fină, 1980.
15. * * * **Capteurs Analogyques pour Automatisme,** Thomson — CSF, 1981.
16. *Bodea, M., Vătăşescu. A. (coord).* **Circuite integrate lineare.** Volumul III, Ed. Tehnică, 1984.
17. *Nicolau, E.* (coord.). **Manualul inginerului electronist.** Măsurări electrice. Ed. Tehnică, 1981.
18. *Borangiu, Th., Dobrescu, R.* — **Structuri moderne de conducere automată a maşinilor-unelte.** Ed. Tehnică, 1982.
19. *Măgureanu, R.,* **Maşini electrice speciale pentru sisteme automate.** Ed. Tehnică, 1980.
20. *Rude, A. F., Ward, J. H.* **Laser Transducer System for Hygh Accuracy Machine Position,** Hewlett — Packard Journal, 2, 1976.
21. *Florea, S., Dumitrache, I.* **Elemente şi circuite fluidice.** Ed. Academiei R.S.R., 1979.
22. *Vasiliu, V., Blănaru, C.* **Interferometrie laser utilizabilă în aplicaţii industriale.** Buletin tehnic ICFIZ., feb. 1982.
23. *Nicolau, Th. ş.a.* **Măsurări electrice şi electronice,** Ed. Tehnică, 1964.
24. *Micu C. ş. a.* **Aparate şi sisteme de măsurare în construcţii de maşini.** Ed. Tehnică, 1980.

Capitolul 8

Traductoare de viteză

În acest capitol sînt prezentate traductoarele de viteze liniară și unghiulară utilizate pentru conversia în semnale electrice calibrate a vitezelor unor corpuri solide aflate în mișcare de translație, respectiv în mișcare de rotație în jurul unei axe. În automatizările industriale, această categorie de traductoare își găsește aplicație în special în acționările reglabile, care necesită controlul vitezei elementelor de execuție.

Viteza, prin definiție, este o mărime vectorială. Ținînd seama că direcția de deplasare a corpului în mișcare (suportul) este în general fixată, de regulă, aceste traductoare furnizează un semnal care reprezintă modulul vitezei și, eventual, sensul.

8.1. Noțiuni fundamentale

8.1.1. Viteză liniară și turație. Definiții

Dacă un punct material este în mișcare pe o dreaptă, atunci, notînd cu $x(t)$ poziția sa la momentul t față de origine, *viteza sa liniară* la momentul t va fi:

$$v(t)=\frac{\mathrm{d}x(t)}{\mathrm{d}t} \quad [\mathrm{m/s}] \tag{8.1}$$

Pentru un interval de timp Δt, suficient de mic, astfel încît viteza liniară să poată fi considerată constantă, expresia (8.1) capătă forma:

$$v=\frac{\Delta x}{\Delta t} \tag{8.2}$$

unde Δx este distanța parcursă pe dreaptă de punctul material în timpul Δt. În cazul măsurării vitezei liniare se adoptă relația (8.2) considerînd că viteza rămîne constantă pe durata măsurării (mișcare uniformă).

Dacă un punct material este în mișcare circulară, notînd cu $\varphi(t)$ poziția sa unghiulară la momentul t față de origine, *viteza unghiulară* la momentul t va fi:

$$\omega(t)=\frac{\mathrm{d}\varphi(t)}{\mathrm{d}t} \quad [\mathrm{rad/s}] \tag{8.3}$$

Pentru un interval de timp Δt suficient de mic, astfel încît viteza unghiulară să poată fi considerată constantă, expresia (8.3) capătă forma :

$$\omega = \frac{\Delta\varphi}{\Delta t} \tag{8.4}$$

unde $\Delta\varphi$ este măsura unghiului parcurs de raza vectoare în timpul Δt. Similar ca pentru viteza liniară se adoptă relația (8.4), considerînd că deplasarea unghiulară este uniformă pe durata măsurării.

De regulă, în loc de viteză unghiulară se folosește mărimea denumită *turație* sau *viteză de rotație*, care reprezintă numărul de rotații executate de corpul solid într-o unitate de timp și se măsoară în rot min sau rot/s.

8.1.2. Principii și metode utilizate în măsurarea vitezei

La baza metodelor de măsurare a vitezei stau principii care fie derivă direct din relațiile (8.2) și (8.4) cum sînt : măsurarea distanței (unghiului) parcurse într-un interval de timp cunoscut, cronometrarea timpului de parcurgere a unei distanțe (unghi) cunoscute, fie sînt consecințe a unor legi fizice ca de exemplu legea inducției electromagnetice, efectul Doppler, etc.

Măsurarea distanței (unghiului) parcurse într-un interval de timp dat. Pe traiectoria mobilului se marchează repere la o distanță constantă și relativ mică între ele Δx (respectiv $\Delta\varphi$ în cazul mișcării circulare). Considerînd un interval de timp T_0, cunoscut, suficient de mare astfel încît mobilul să treacă prin dreptul mai multor repere (i), distanța parcursă de mobil în acest timp va fi

$$x = i\Delta x \tag{8.5}$$

respectiv, unghiul parcurs în cazul mișcării circulare va fi

$$\varphi = i\Delta\varphi \tag{8.5'}$$

Viteza mobilului se exprimă prin relația

$$v = \frac{i\Delta x}{T_0} = K_x i \tag{8.6}$$

unde $K_x = \Delta x / T_0 = \text{constant}$.

Corespunzător, viteza unghiulară se deduce din relația

$$\omega = \frac{i\Delta\varphi}{T_0} = K_\varphi i \tag{8.7}$$

unde $K\varphi = \Delta\varphi / T_0 = \text{constant}$.

Operația de măsurare constă, în esență, din determinarea numărului i.

Cronometrarea timpului de parcurgere a unei distanțe (unghi) date. Considerînd pe dreapta pe care se deplasează mobilul două repere fixe, situate la distanță L_0 cunoscută, viteza mobilului se poate determina măsurînd intervalul de timp Δt în care mobilul parcurge distanța L_0 între cele două repere :

$$v = L_0 \frac{1}{\Delta t}, \quad L_0 = \text{constant} \tag{8.8}$$

Analog se poate determina viteza unghiulară considerînd două repere pe circumferința pe care se deplasează un punct material solidar cu mobilul aflat în mișcare de rotație :

$$\omega = \varphi_0 \frac{1}{\Delta t}, \quad \varphi_0 = \text{constant} \tag{8.9}$$

În relația (8.9) φ_0 reprezintă unghiul la centru determinat de cele două repere, iar Δt — timpul în care punctul material parcurge arcul dintre cele două repere.

Legea inducției electromagnetice. Tensiunea electromotoare indusă pe o curbă închisă (C) nedeformabilă, din material conductor (de exemplu o spiră de cupru), este egală și de semn contrar cu viteza de variație în timp a fluxului magnetic Φ_c printr-o suprafață oarecare S_c care se sprijină pe curba C :

$$e_C(t) = -\frac{\mathrm{d}\Phi_c(t)}{\mathrm{d}t} = -\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\int_{S_c} \overline{B}\ \overline{\mathrm{d}A} \tag{8.10}$$

unde $\overline{B}$ este inducția magnetică, iar $\overline{\mathrm{d}A}$ — elementul de arie.

Dacă se consideră o bobină cu N spire, fluxul total prin bobină va fi de N ori mai mare decît fluxul printr-o spiră Φ_c :

$$\Phi = N\Phi_c \tag{8.11}$$

iar tensiunea electromotoare indusă (t.e.m.) în bobină va fi :

$$e(t) = -N\frac{\mathrm{d}\Phi_c(t)}{\mathrm{d}t}. \tag{8.12}$$

Din (8.12) se observă că, dacă Φ_c este dependent de deplasarea bobinei față de o poziție de referință, atunci t.e.m. va fi funcție de viteza de deplasare a acesteia.

De obicei, în aplicațiile industriale mișcarea de translație este obținută dintr-o mișcare de rotație (cazul motoarelor electrice rotative). Cunoscînd viteza unghiulară ω a unui disc de rază r, viteza liniară (pe direcția tangențială) la periferia discului va fi

$$v = \omega r \tag{8.13}$$

ceea ce relevă proporționalitatea vitezei liniare cu cea unghiulară. Pe de altă parte traductoarele de turație sînt mai ușor de realizat decît traductoarele de viteză liniară. Din această cauză în aplicațiile industriale se utilizează mai mult traductoarele de turație. Excepție fac cazurile cînd apar alunecări (benzi transportoare, laminoare) și trebuie măsurată direct viteza liniară. În cele ce urmează vor fi analizate în principal traductoarele de turație.

8.2. Traductoare de turație

Aceste traductoare convertesc turația într-un semnal electric calibrat pe baza principiilor de măsurare menționate.

Unele dintre ele cuprind elemente sensibile de tip generator, semnalul de ieșire fiind o tensiune electrică dependentă de turație, obținută pe baza

legii inducției electromagnetice. De regulă, puterea electrică asociată tensiunii de ieșire este preluată integral de la puterea mecanică a axului motor, fără a necesita alte surse de energie auxiliară. Din această categorie cele mai utilizate sînt *tahogeneratoarele* de c.c., de c.a. și cu reluctanță variabilă.

Alte tipuri de traductoare de turație sînt constituite cu elemente sensibile parametrice. Ele se caracterizează prin aceea că în funcție de turație se modifică un parametru de circuit electric (R, L, C), care modulează o tensiune sau un curent generat de o sursă auxiliară. Cele mai frecvente elemente sensibile parametrice cu aplicații la traductoarele de turație sînt cele fotoelectrice și cele inductive similare cu anumite tipuri descrise în cap. 7. O particularitate esențială a aplicării lor în măsurarea turației constă în aceea că ele permit obținerea de semnale cu variații periodice continue sau discontinue (impulsuri dreptunghiulare), informația de măsurare fiind conținută în frecvența acestor variații. De aici rezultă posibilitatea realizării relativ simple a traductoarelor numerice de turație.

Adaptoarele depind de tipul elementului sensibil și de forma semnalului de ieșire. În anumite situații — de exemplu, tahogeneratoarele de c.c. — tensiunea generată poate fi folosită direct ca semnal de ieșire doar cu o simplă filtrare. Pentru elementele sensibile cu funcționare în impulsuri (cu reluctanță variabilă și parametrice) adaptoarele cuprind în principal blocuri de redresare, amplificare și mediere (cazul traductoarelor analogice), sau generatoare de semnal dreptunghiular, numărătoare și memorii tampon (cazul traductoarelor numerice).

8.2.1. Tahogeneratoare de c.c.

Tahogeneratoarele de c.c. sînt micromașini electrice construite pe principiul generatoarelor de c.c. Ele furnizează la ieșire o tensiune continuă proporțională cu turația avînd nivele și puteri care permit folosirea directă în instalațiile de automatizare.

După modul de excitație, se pot împărți în două clase : cu excitație separată și cu magneți permanenți, aceasta din urmă fiind clasa cea mai răspîndită.

Rotorul poate fi de tip cilindric, disc sau pahar. Cel cilindric este realizat din tole de oțel electrotehnic, avînd înfășurarea plasată în crestături înclinate în raport cu generatoarea. Constantele de timp ale tahogeneratorului de c.c. cu rotor cilindric sînt sub 10 ms. Dacă se cer constante de timp mai mici, se utilizează tahogeneratoare cu rotor disc sau pahar. Rotorul disc este alcătuit dintr-un disc din fibre de sticlă sau rășină epoxidică, pe care sînt lipite înfășurările, și care se rotește în fața magneților permanenți plasați paralel cu axa. Rotorul pahar are înfășurările lipite pe un pahar din fibre de sticlă sau rășină epoxidică, în timp ce magneții permanenți sînt așezați la fel ca la tahogeneratorul cu rotor cilindric. Prin aceste soluții constructive de rotoare se reduc mult atît constantele de timp mecanice (sub 1 ms), cît și cele electrice (mai mici de 0,05 ms).

Schema de principiu a unui tahogenerator de c.c. cu magneți permanenți și rotor cilindric este prezentată în figura 8.1.

Magneții permanenți se fac din aliaje de tip ALNICO, care au o bună stabilitate în timp și cu temperatura. Tot pentru stabilitate cu temperatura se prevăd șunturi magnetice de compensare. De regulă, colectorul are lamelele din cupru, iar periile sînt realizate din grafit. În cazul tensiunilor mici (sub IV), corespunzătoare turațiilor mici, colectorul se realizează din aliaje din metale prețioase (argint), iar periile — din argint grafitat sau argint.

Ansamblul colector-perii fiind de fapt un redresor mecanic, tensiunea $u_e(t)$ de la ieșirea tahogeneratorului de c.c. nu este strict continuă, ci prezintă ondulații (fig. 8.2) datorită comutațiilor periilor pe colector.

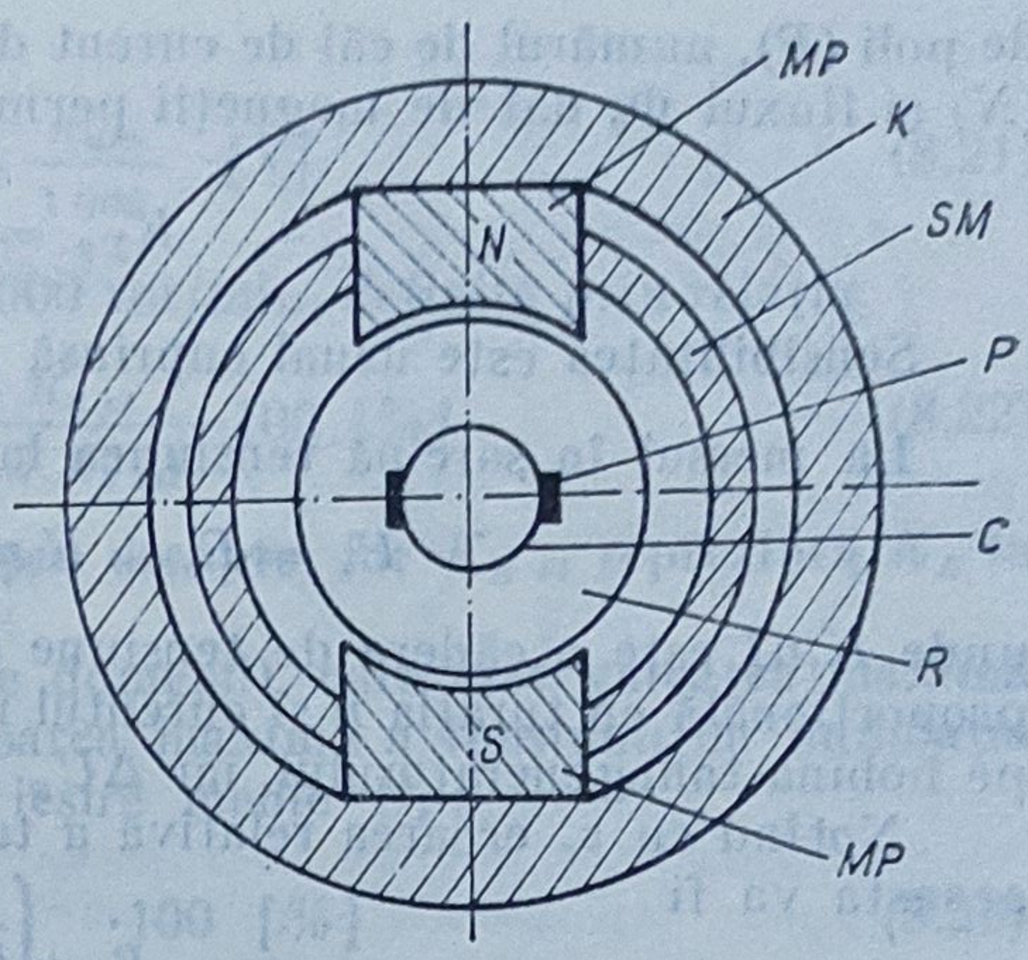


Fig. 8.1. Schema constructivă a unui tahogenerator de c.c. :
K — carcasă ; *MP* — magneți permanenți ; *SM* — șunturi magnetice ; *C* — colector ; *P* — perii ; *R* — rotor.

Aceste ondulații devin cu atît mai mici cu cît crește numărul de lamele. Se realizează un compromis, deoarece creșterea numărului de lamele duce la creșterea gabaritului tahogeneratorului. Tot pentru reducerea ondulațiilor se introduc filtre „trece-jos" la ieșirea tahogeneratorului, care însă afectează timpul de răspuns.

Deoarece potrivit legii inducției electromagnetice tahogeneratoarele de c.c. au sensibilități reduse, ele nu pot funcționa corect la turații mici. De regulă, gama de turații acoperită de tahogeneratoarele de c.c. este de 50 rot/min—5 000 rot/min. De asemenea, la turații mici cresc valorile erorii de neliniaritate și ale ondulației. Tahogeneratoarele de c.c. pot fi utilizate și la acționări reversibile.

Caracteristica statică a tahogeneratorului de c.c. la mersul în gol este liniară :

$$E_0 = K_{T_0} n \tag{8.14}$$

unde E_0 este tensiunea electromotoare, n este turația (în rot/min) iar K_{T_0} este sensibilitatea tahogeneratorului dependentă de : numărul de perechi

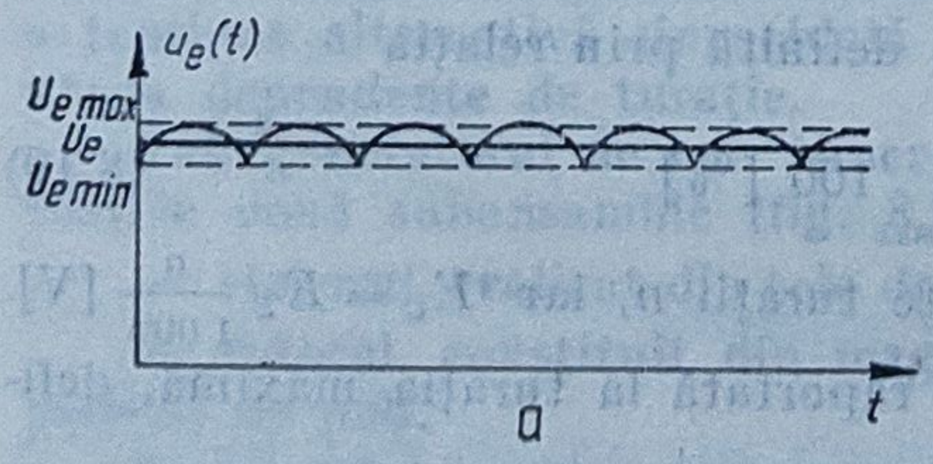


Fig. 8.2.a. Forma tensiunii $u_e(t)$ de la ieșirea tahogeneratorului de c.c.

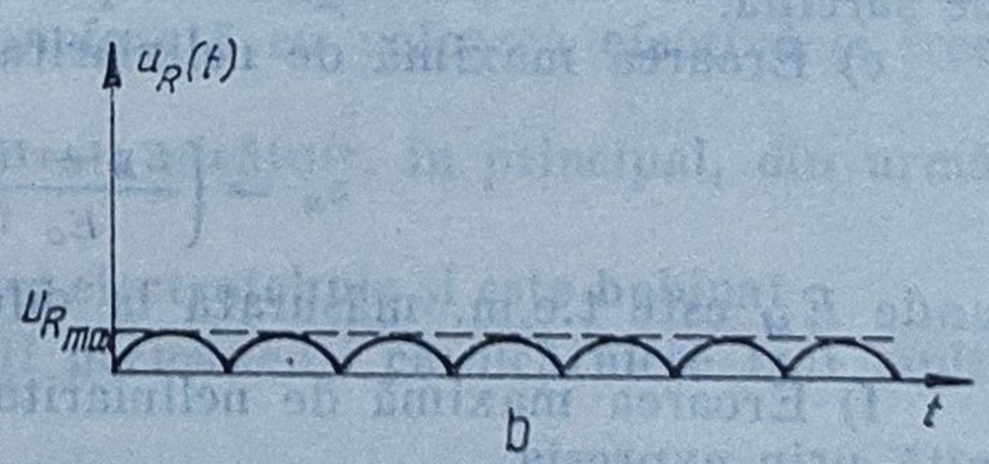


Fig. 8.2.b. Forma tensiunii de ondulație $U_R(t)$.

de poli (P), numărul de căi de curent din rotor ($2a$), numărul de conductoare (N) și fluxul Φ_0 dat de magneții permanenți :

$$K_{T0} = \frac{PN\Phi_0}{a \cdot 60}. \tag{8.15}$$

Sensibilitatea este uzual cuprinsă între 1 și 10 $\frac{\text{mV}}{\text{rot/min}}$.

La mersul în sarcină tensiunea la borne U_e va fi

$$U_e = E_0 - K_i nI - R_A I - \Delta U_p \tag{8.16}$$

unde $K_i nI$ este o cădere de tensiune ce reprezintă reacția indusului și este proporțională cu turația n și curentul rotoric I, $R_A I$ — căderea de tensiune pe bobina tahogeneratorului, iar ΔU_p — căderea de tensiune la perii.

Notînd cu ε_r eroarea relativă a tahogeneratorului la mersul în sarcină, aceasta va fi

$$\varepsilon_r = \frac{R_A + K_i n + \Delta U_p/I}{R_s + R_A + Kn_i + \Delta U_p/I} \tag{8.17}$$

unde R_s reprezintă rezistența de sarcină. În cazul periilor speciale din Ag se poate neglija căderea de tensiune la perii și atunci eroarea ε_r devine :

$$\varepsilon_r = \frac{1}{\frac{R_s}{R_A + K_i n} + 1}. \tag{8.18}$$

Din (8.18) se observă că eroarea este mai mică dacă se îndeplinesc următoarele condiții :

— rezistența R_s să fie mare ;
— rezistența R_A să fie mică ;
— reacția indusului să fie mare.

Principalele caracteristici tehnico-funcționale ale tahogeneratoarelor de c.c. sînt :

a) Tensiunea electromotoare la 1 000 rot/min, K_E, care este dată în V/1 000 rot/min și reflectă sensibilitatea tahogeneratorului.

b) Rezistența electrică la borne (rezistența internă) R_A, care este necesară pentru dimensionarea rezistenței de sarcină ($R_s \gg R_A$).

c) Turația maximă, n_{max}.

d) Curentul nominal I_n, necesar tot pentru dimensionarea rezistenței de sarcină.

e) Eroarea maximă de neliniaritate, definită prin relația

$$\varepsilon_n = \left(\frac{E_M - E_C}{E_C}\right)_{max} 100 \ [\%] \tag{8.19}$$

unde E_M este t.e.m. măsurată la diferite turații n, iar $E_C = K_E \frac{n}{1\,000}$ [V].

f) Eroarea maximă de neliniaritate raportată la turația maximă, definită prin expresia

$$\varepsilon_{n,\,rap} = \left(\frac{E_M - E_C}{E_{max}}\right)_{max} \cdot 100 \ [\%] \tag{8.20}$$

unde

$$E_{max} = K_E \frac{n_{max}}{1\,000} \quad [V] \tag{8.21}$$

g) Eroarea de reversibilitate la 1 000 rot/min, definită prin relația

$$\varepsilon_{rev} = \frac{K_{E\,dr} - K_{E\,st}}{\min\,(K_{E\,dr},\ K_{E\,st})} \cdot 100 \quad [\%] \tag{8.22}$$

unde $K_{E\,dr}$ reprezintă K_E la rotație spre dreapta, iar $K_{E\,st}$ reprezintă K_E la rotație spre stînga.

h) Ondulația maximă (pe diverse domenii), care este valoarea maximă a raportului (în procente) dintre valoarea maximă a tensiunii de ondulație $U_{R\,max}$ (fig. 8.2, *b*) și tensiunea de ieșire medie U_e:

$$B = \left(\frac{U_{R\,max}}{U_e}\right)_{max} \cdot 100 \quad [\%] \tag{8.23}$$

Tahogeneratoarele de c.c. se construiesc astfel încît B să nu depășească 3%.

i) Deriva termică reprezintă eroarea datorită variației de temperatură. Influența temperaturii asupra funcționării tahogeneratorului de c.c. se manifestă, pe de-o parte, prin faptul că micșorează cîmpul magnetic creat de magnetul permanent (ducînd la variații ale tensiunii de ieșire de 0,02%—0,05% pe grad Celsius), iar pe de altă parte, influențează rezistența internă. De aici rezultă din nou recomandarea ca rezistența de sarcină să fie mult mai mare decît rezistența internă. Deriva termică se exprimă prin relația

$$\frac{\Delta E}{\Delta T} = \frac{E(T_{min}) - E(T_{max})}{T_{max} - T_{min}} \quad [V/°C] \tag{8.24}$$

unde T_{max} reprezintă temperatura maximă, iar T_{min} — temperatura minimă din condițiile de mediu.

8.2.2. Tahogeneratoare de c.a.

Tahogeneratoarele de c.a. pot fi de tip sincron sau asincron. În cele ce urmează vor fi analizate tahogeneratoarele sincrone, care, din punct de vedere constructiv, reprezintă cele mai simple tahogeneratoare. Ele generează o tensiune alternativă sinusoidală monofazată cu valoarea efectivă și frecvența dependente de turație.

Tahogeneratorul de c.a. (sincron) este alcătuit, în principal, din următoarele două subansamble (fig. 8.3):

— statorul, realizat din tole de oțel electrotehnic și este bobinat;

— rotorul, constituit din magneți permanenți ce alcătuiesc mai multe perechi de poli.

Domeniul turațiilor de lucru este 100 rot/min—5 000 rot/min, la turații mai mici fiind limitat de faptul că viteza de variație a fluxului magnetic

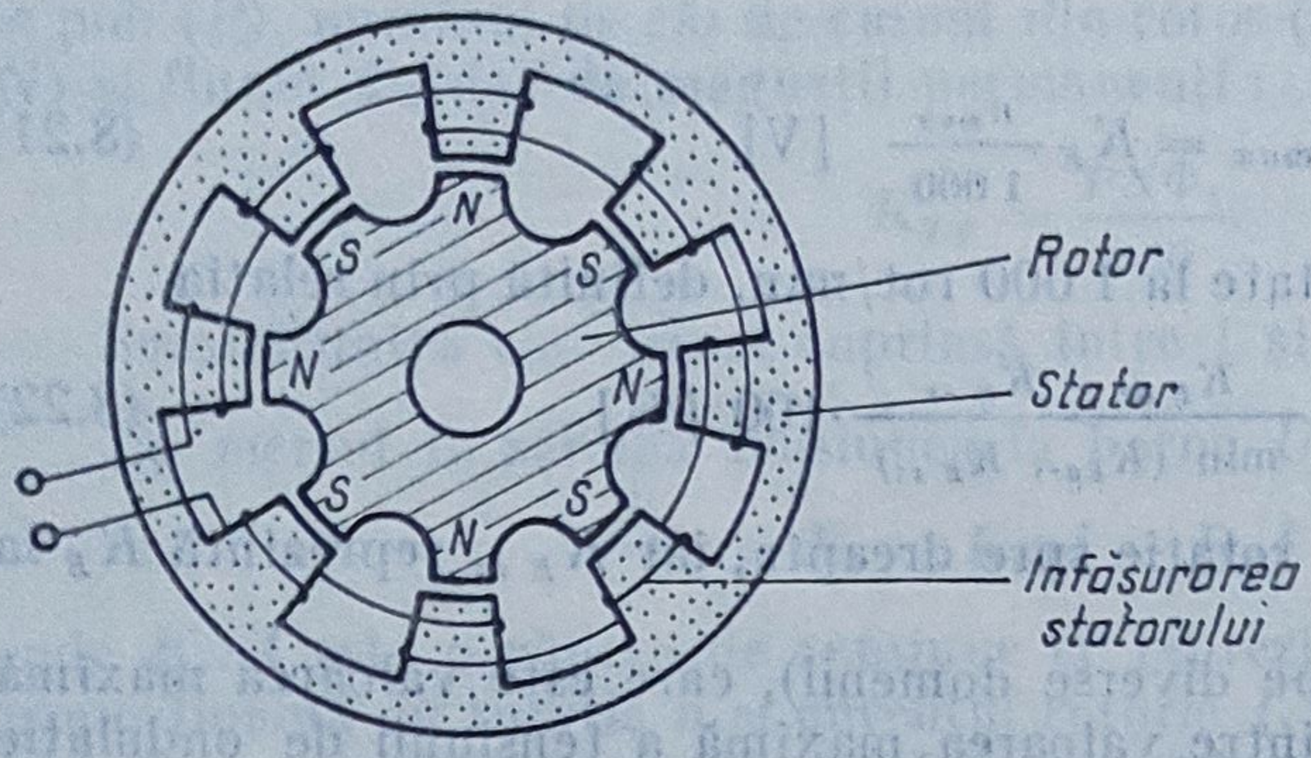


Fig. 8.3. Schema constructivă a tahogeneratorului de c.a. de tip sincron.

nu este suficientă pentru încadrarea în limitele de eroare. În domeniul de funcţionare, tensiunea electromotoare este sinusoidală avînd expresia

$$e_0(t) = \frac{2\pi n}{60} w K_w \Phi_0 \sin\left(\frac{2\pi}{60} nt\right). \tag{8.25}$$

cu amplitudini pînă la ordinul sutelor de volţi.

În expresia (8.25) semnificaţia notaţiilor care intervin este următoarea n — turaţia, în rot/min ; w — numărul de spire ; k_w — o constantă depinzînd de felul înfăşurării ; Φ_0 — amplitudinea fluxului magnetic.

Valoarea efectivă a tensiunii electromotoare induse este proporţională cu turaţia :

$$E_0 = \frac{\pi\sqrt{2}}{60} w k_w \Phi_0 n = kn \tag{8.26}$$

Deoarece frecvenţa tensiunii generate $e_0(t)$ depinde de turaţie, în funcţionarea pe impedanţă de sarcină finită, liniaritatea poate fi afectată ajungîndu-se la erori inacceptabile. Ca urmare, uneori în locul valorii efective sau a valorii maxime a tensiunii se utilizează pentru conversie frecvenţa tensiunii $e_0(t)$ conform cu (8.25) $\left(f = \frac{n}{60}\right)$.

Principalele caracteristici tehnico-funcţionale ale tahogeneratoarelor de c.a. sînt : valoarea efectivă a tensiunii electromotoare la 1 000 rot/min, turaţia maximă, frecvenţa tensiunii electromotoare la 1 000 rot/min,curentul nominal (la turaţie maximă), rezistenţa înfăşurării statorice.

Adaptoarele pentru tahogeneratoarele de c.a. sînt simple, fiind compuse — în cazul cel mai des întîlnit, cînd este folosită informaţia conţinută în amplitudinea tensiunii — din redresor şi filtru de mediere. În cazul utilizării frecvenţei, tahogeneratorul de c.a. se conectează la un adaptor similar cu cele prezentate în § 8.2.3 şi § 8.2.7.

8.2.3. Traductor de turaţie cu reluctanţă variabilă

Elementul sensibil cu reluctanţă variabilă este compus dintr-un magnet permanent prelungit cu un miez de fier pe care este înfăşurată o bobină, aflat la mică distanţă de periferia unui disc din material feromagnetic. Discul

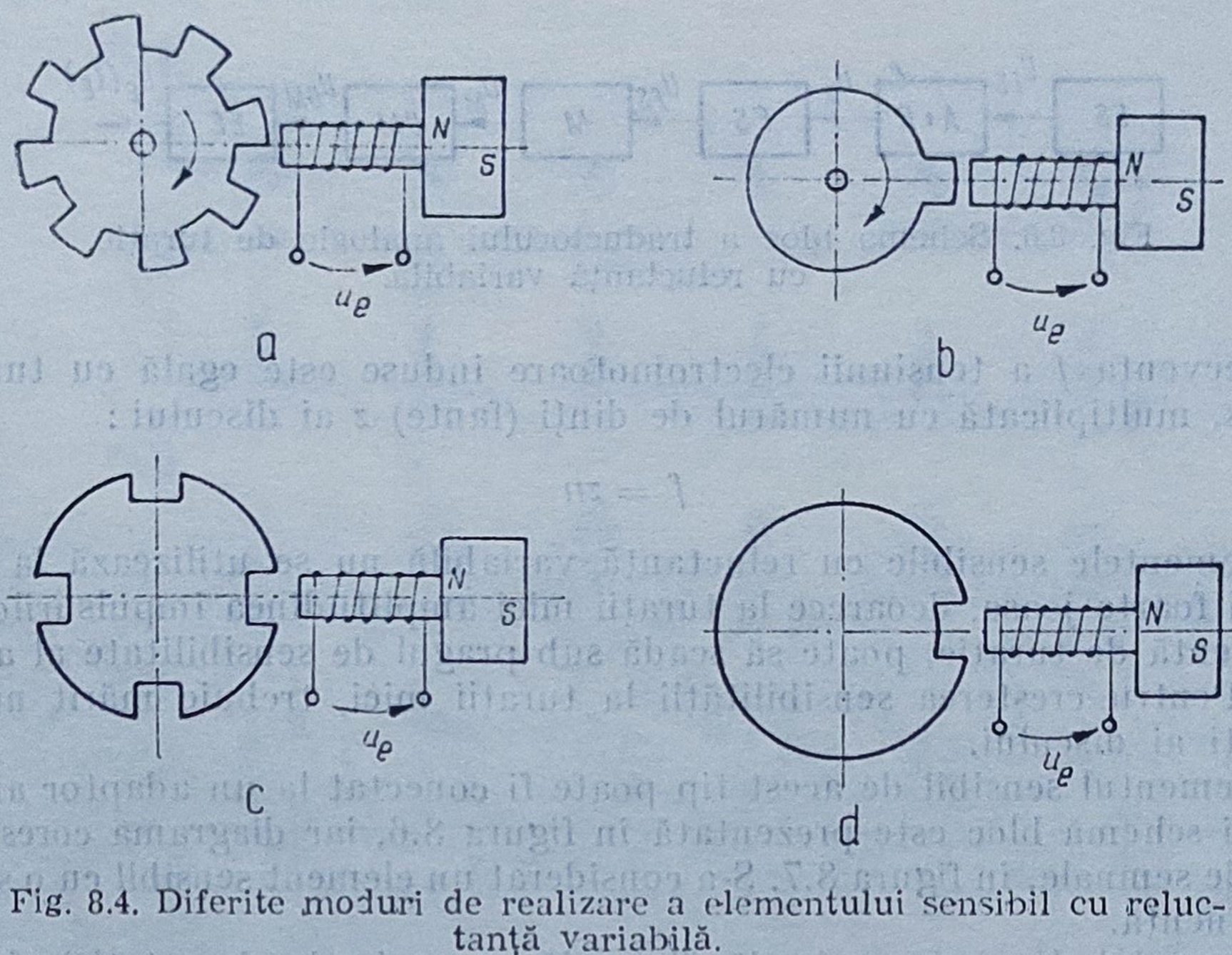


Fig. 8.4. Diferite moduri de realizare a elementului sensibil cu reluctanță variabilă.

are mai multe proeminențe (dinți) sau găuri (fante) și este montat pe axul a cărui turație se determină (fig. 8.4).

Magnetul, miezul magnetic și discul feromagnetic formează un circuit magnetic a cărui reluctanță variază în funcție de poziția discului față de miezul magnetic. Cînd un dinte se află în prelungirea miezului, reluctanța va fi minimă, iar cînd un spațiu liber se află în dreptul miezului, reluctanța va fi maximă. Această variație de reluctanță duce la o variație de flux magnetic prin bobină, ceea ce va induce o tensiune $u_e(t)$ în bobină, conform legii inducției electromagnetice. La o rotație a discului (cu o viteză astfel încît derivata fluxului să fie suficient de mare ca să poată fi sesizată tensiunea electromotoare indusă) se obține un număr de impulsuri egal cu numărul de dinți (repere) de pe circumferința discului (fig. 8.5, *a*, *b*).

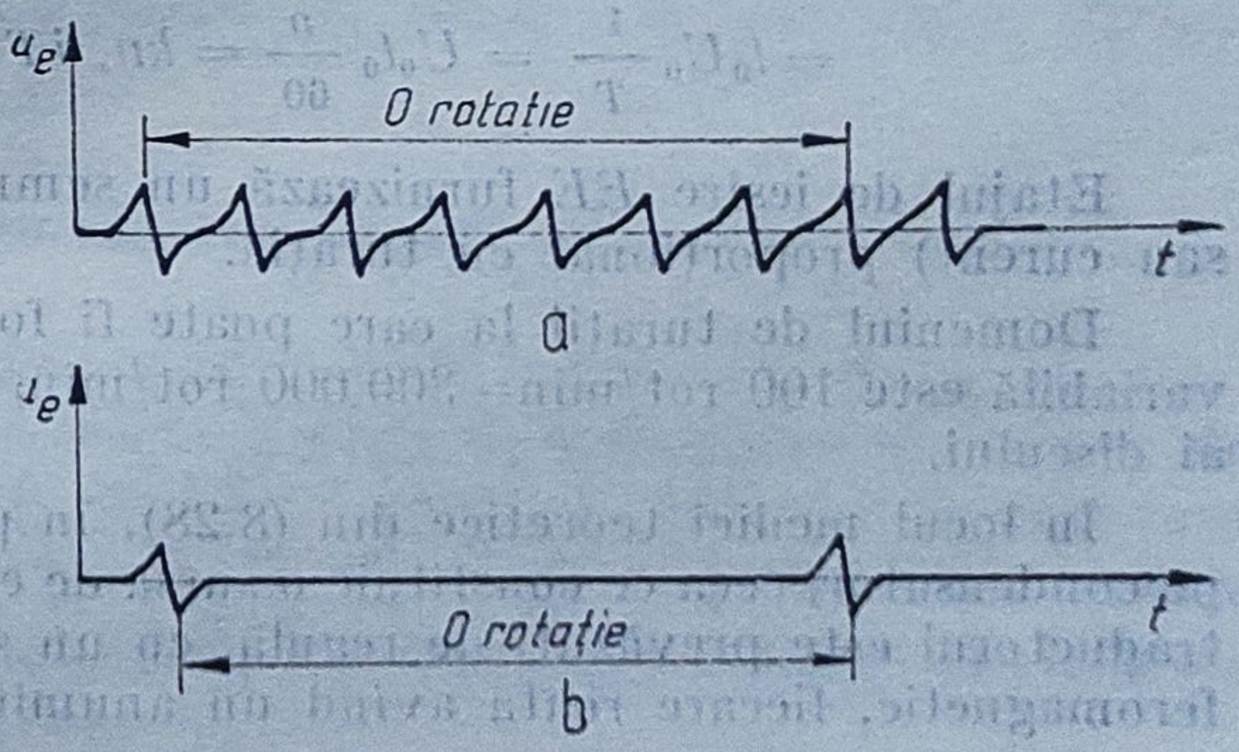


Fig. 8.5. Forma tensiunii $u_e(t)$.

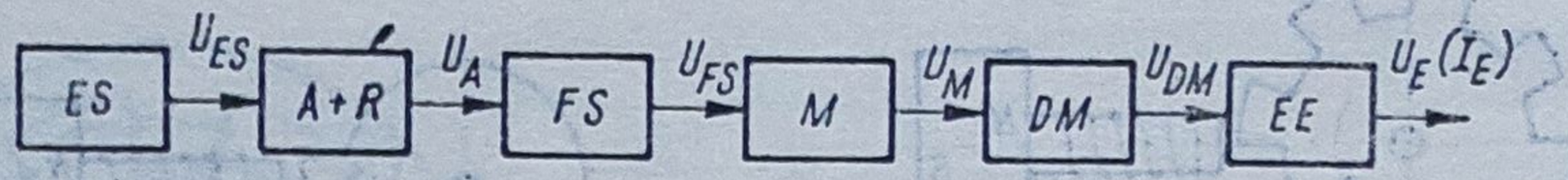


Fig. 8.6. Schema bloc a traductorului analogic de turație cu reluctanță variabilă.

Frecvența f a tensiunii electromotoare induse este egală cu turația n, în rot/s, multiplicată cu numărul de dinți (fante) z ai discului:

$$f = zn \tag{8.27}$$

Elementele sensibile cu reluctanță variabilă nu se utilizează la turații joase și foarte joase, deoarece la turații mici amplitudinea impulsurilor fiind dependentă de turație, poate să scadă sub pragul de sensibilitate al adaptorului. Pentru creșterea sensibilității la turații mici, trebuie mărit numărul de dinți ai discului.

Elementul sensibil de acest tip poate fi conectat la un adaptor analogic a cărui schemă bloc este prezentată în figura 8.6, iar diagrama corespunzătoare de semnale, în figura 8.7. S-a considerat un element sensibil cu o singură proeminență.

Semnalul U_{ES}, de perioadă T (egală cu perioada de rotație), furnizat de elementul sensibil ES, este amplificat și redresat monoalternanță de către blocul amplificator-redresor $A+R$. După ce este format (formatorul de semnal FS), semnalul purtător de informație cu privire la turație este aplicat monostabilului M, care generează impulsuri dreptunghiulare periodice de perioadă T și de durată fixată t_0. Pentru funcționare corectă se impune condiția $t_0 < T_{min}$, unde T_{min} este perioada minimă de rotație (corespunzătoare turației maxime). Tensiunea U_M de la ieșirea monostabilului este mediată de către dispozitivul de mediere DM pe o durată $T_0 \gg T$, obținîndu-se o tensiune continuă U_{DM} proporțională cu turația:

$$U_{DM} = \frac{1}{T_0}\int_0^{T_0} U_M(t)\,dt \approx \frac{1}{iT}\int_0^{iT} U_M(t)\,dt = \frac{i}{iT}t_0U_0 = \tag{8.28}$$

$$= t_0U_0\frac{1}{T} = U_0t_0\frac{n}{60} = kn,\ iT \leqslant T_0 < (i+1)T$$

Etajul de ieșire EE furnizează un semnal continuu unificat (tensiune sau curent) proporțional cu turația.

Domeniul de turații la care poate fi folosit traductorul cu reluctanță variabilă este 100 rot/min—300 000 rot/min, în funcție de numărul de dinți ai discului.

În locul mediei teoretice din (8.28), în practică se utilizează o mediere pe condensator, ceea ce constituie o sursă de erori. Pentru micșorarea erorilor, traductorul este prevăzut, de regulă, cu un set de roți dințate din material feromagnetic, fiecare roată avînd un anumit număr de dinți și fiind utili-

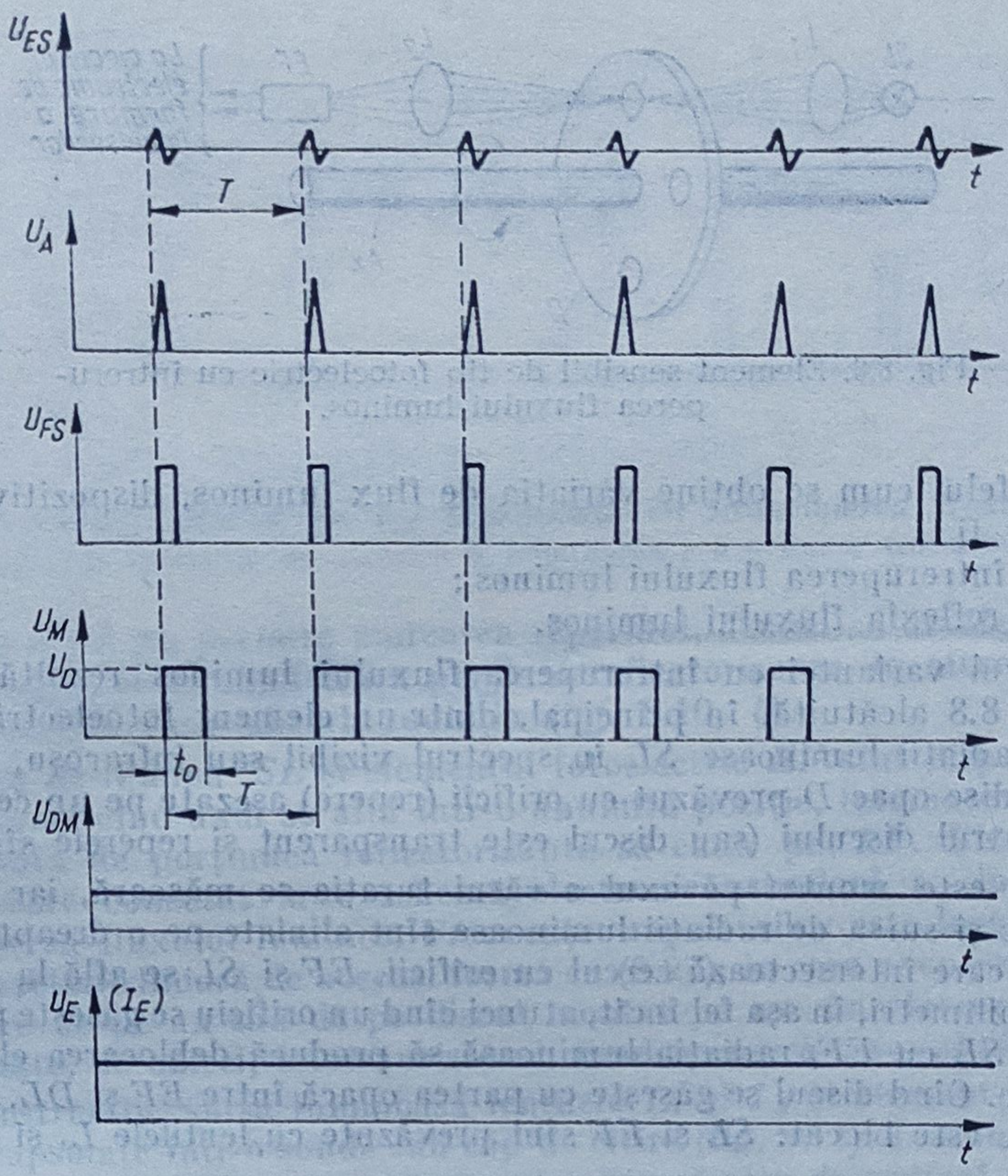


Fig. 8.7. Diagrama de semnal pentru traductorul analogic de turaţie cu reluctanţă variabilă.

zată pentru o anumită gamă de turaţii. Corespunzător, se modifică constanta de timp t_0 a monostabilului şi condensatorul de mediere.

Elementul sensibil cu reluctanţă variabilă poate fi conectat la un adaptor numeric, crescînd astfel precizia şi timpul de răspuns. Avînd în vedere particularităţile constructive şi funcţionale ale adaptoarelor numerice, ele vor fi tratate separat în § 8.2.7.

8.2.4. Traductoare de turaţie cu elemente fotoelectrice

Aceste traductoare folosesc elemente sensibile la turaţie de tip fotoelectric care detectează variaţiile unui flux luminos, dependente de viteza de rotaţie, folosind în acest scop un dispozitiv modulator acţionat de axul care se roteşte. Descrierea şi caracteristicile elementelor fotoelectrice (celule fotoelectrice, fotodiode, fototranzistoare, fotorezistenţe) utilizate ca elemente sensibile sînt prezentate în cap. 6.

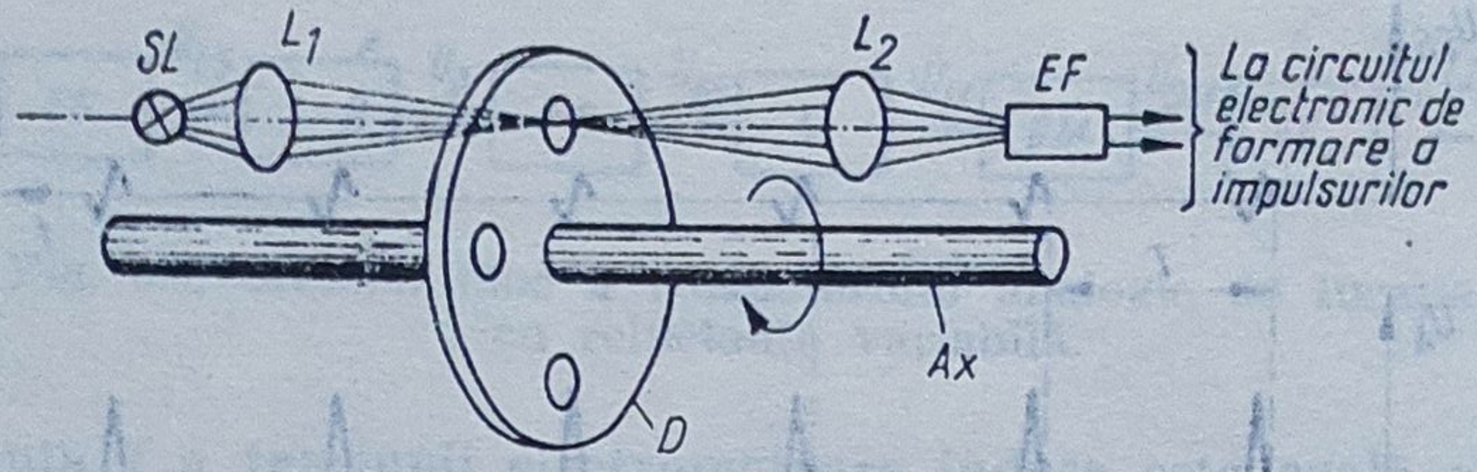


Fig. 8.8. Element sensibil de tip fotoelectric cu întreruperea fluxului luminos.

După felul cum se obține variația de flux luminos, dispozitivele modulatoare pot fi :

— cu întreruperea fluxului luminos ;
— cu reflexia fluxului luminos.

În cazul variantei cu întreruperea fluxului luminos rezultă structura din figura 8.8 alcătuită, în principal, dintr-un element fotoelectric *EF* și o sursă de radiații luminoase *SL* în spectrul vizibil sau infraroșu, între care se află un disc opac *D* prevăzut cu orificii (repere) așezate pe un cerc cu centrul în centrul discului (sau discul este transparent și reperele sînt opace).

Discul este montat pe axul a cărui turație se măsoară, iar elementul fotoelectric și sursa de radiații luminoase sînt aliniate pe o dreaptă paralelă cu axul și care intersectează cercul cu orificii. *EF* și *SL* se află la o distanță de cîțiva milimetri, în așa fel încît, atunci cînd un orificiu se găsește pe dreapta ce unește *SL* cu *EF*, radiația luminoasă să producă deblocarea elementului fotoelectric. Cînd discul se găsește cu partea opacă între *EF* și *DL*, elementul fotoelectric este blocat. *SL* și *EF* sînt prevăzute cu lentilele L_1 și L_2 pentru focalizare.

Dacă discul, antrenat de arbore, se rotește, orificiile discului trec succesiv prin calea de lumină dintre *SL* și *EF*, permițînd să se obțină astfel impulsuri luminoase. Acestea, ajurgînd pe *EF*, sînt convertite cu ajutorul unor circuite electronice, în impulsuri de natura unei tensiuni electrice, a căror frecvență este egală cu viteza de rotație a discului (în rot/s) multiplicată cu numărul de găuri, deci într-o relație de dependență de tipul (8.27), în care z reprezintă numărul de găuri. Toate elementele menționate, inclusiv circuitele electronice, sînt încapsulate, pentru ca funcționarea să nu fie perturbată de lumina mediului ambiant sau de zgomote de natură electromagnetică.

În figura 8.9 este prezentată o schemă electronică de formare a impulsurilor pentru un element sensibil cu fotodiodă.

Elementele de tip fotcelectric descrise la traductoarele numerice incrementale de deplasare (cap. 7) pot fi utilizate de asemenea ca elemente sensibile pentru traductoarele de turație.

Varianta cu reflexia fluxului luminos permite conversia turației unei piese aflate în mișcare de rotație fără a necesita un disc auxiliar care să se monteze pe ax. Pe axul sau pe piesa care se rotește se marchează un reper *R* — sau mai multe — de regulă sub forma unui dreptunghi, cu vopsea reflectorizantă, sau se lipește o bandă reflectorizantă (fig. 8.10, *a*).

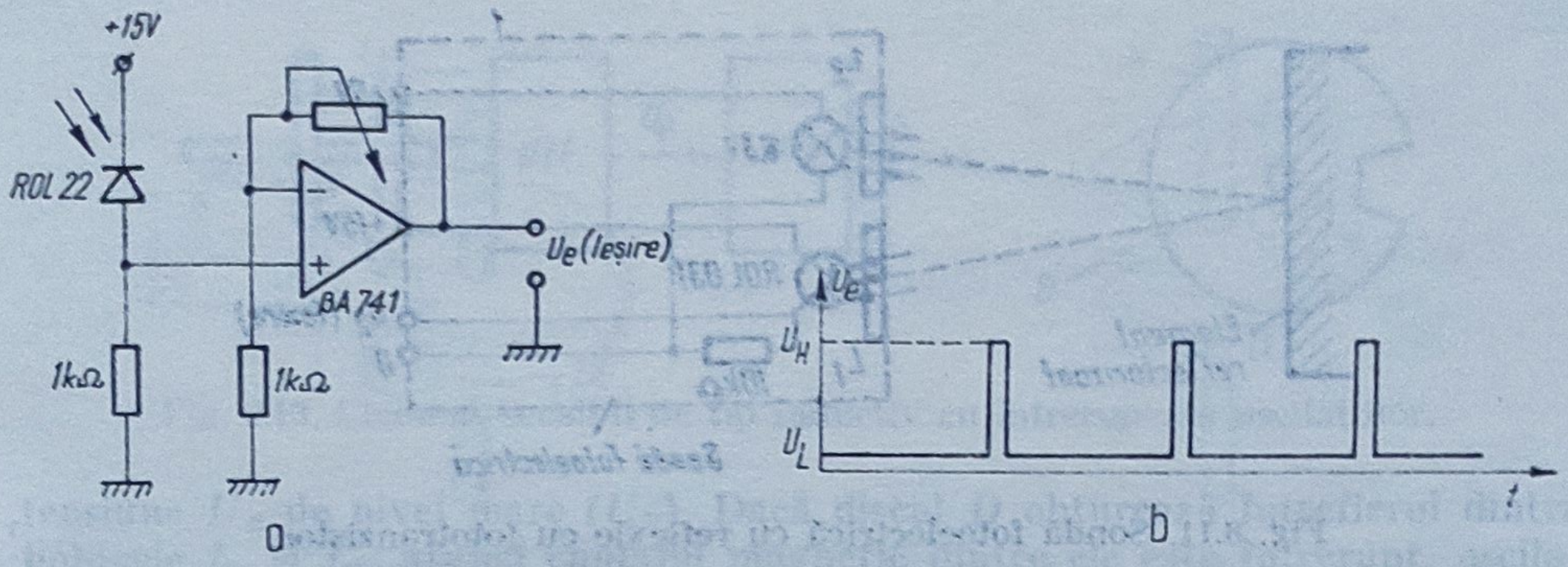


Fig. 8.9. Element sensibil de tip fotoelectric cu întreruperea fluxului luminos : *a* — circuitul electronic de formare a impulsurior ; *b* — forma tensiunii de ieșire.

Dacă axul nu permite marcarea reperului, atunci se montează pe el un disc D avînd pe circumferință porțiuni reflectorizante R, alternînd cu porțiuni înnegrite care absorb radiația (fig. 8.10, *b*).

Sursa de lumină SL și elementul fotoelectric EF sînt dispuse în așa fel încît, atunci cînd axul se află într-o anumită poziție, lumina emisă de sursă și reflectată de porțiunea reflectorizantă să cadă pe EF. Elementul fotoelectric este conectat la o schemă electronică similară ca la varianta cu întreruperea fluxului luminos. Frecvența impulsurilor este legată de turație printr-o relație liniară de aceeași formă cu (8.27), în care z reprezintă numărul de repere de pe ax sau de pe discul montat pe ax. Ca element fotoelectric se folosește, de obicei, fototranzistorul, fiind necesară o sensibilitate ridicată.

Constructiv, sursa luminoasă lentilele L_1 și L_2 și elementul fotoelectric sînt încapsulate într-o sondă sau cap de citire (fig. 8.11). Distanța dintre SL, respectiv FF și axul a cărui turație se măsoară este de ordinul centimetrilor. La ieșire se obține o tensiune cvasidreptunghiulară (fig. 8.12), nivelul U_H corespunzînd porțiunii reflectorizante.

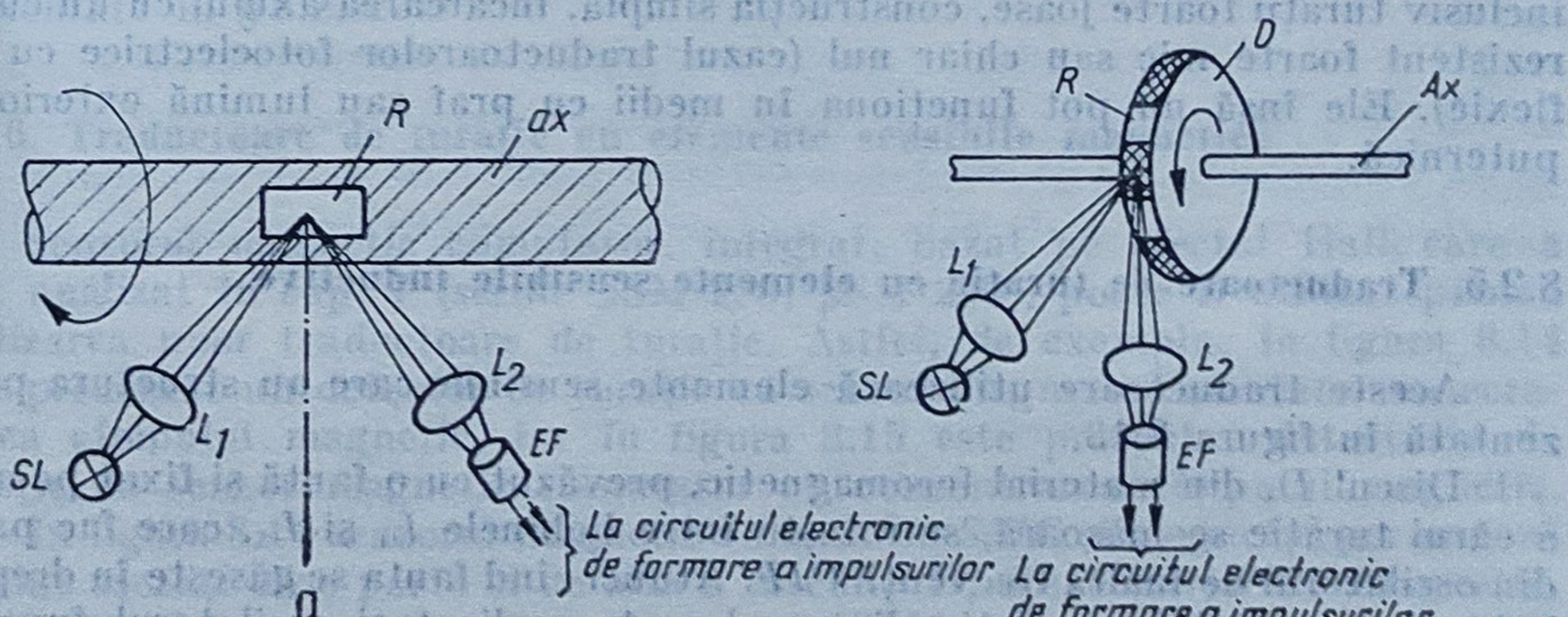


Fig. 8.10. Element sensibil de tip fotoelectric cu reflexia fluxului luminos.

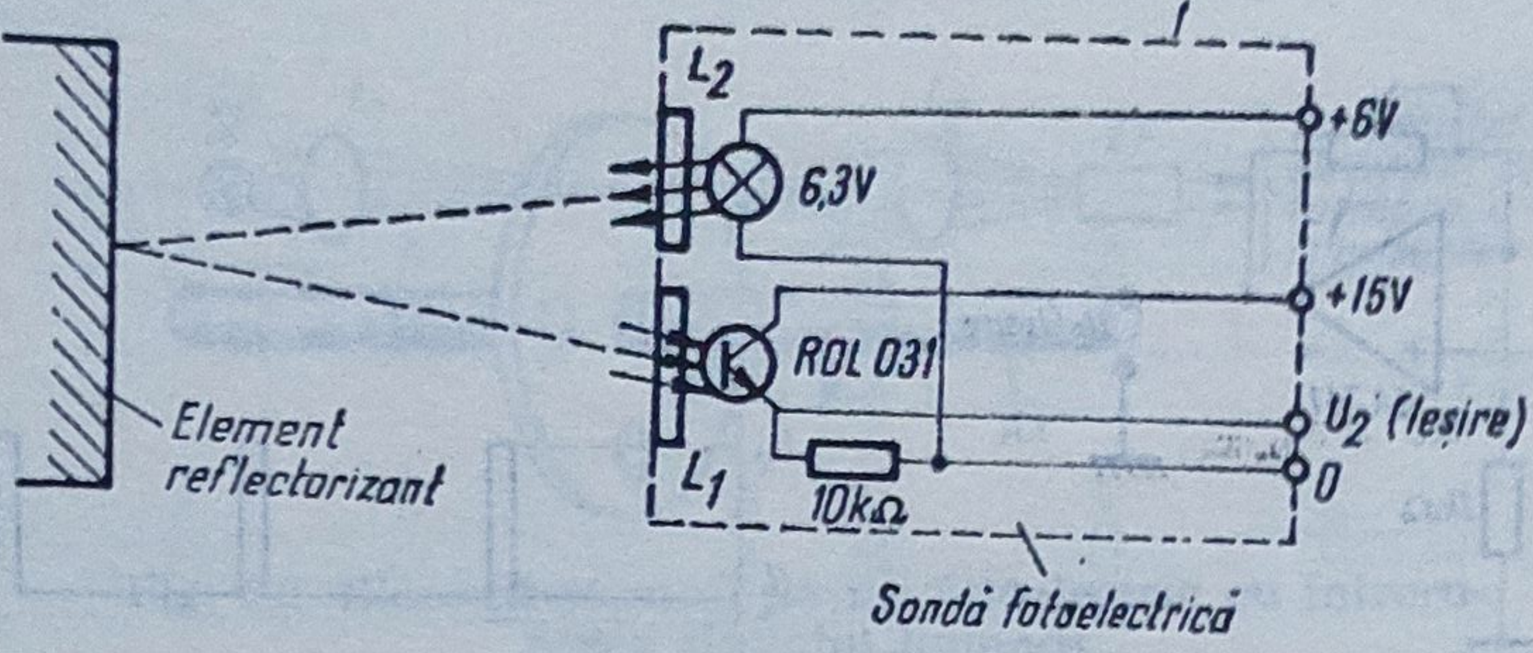
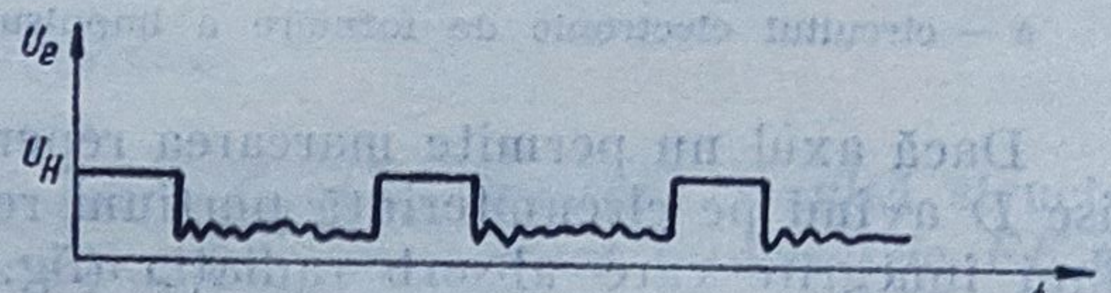


Fig. 8.11. Sondă fotoelectrică cu reflexie cu fototranzistor.

Fig. 8.12. Forma tensiunii de ieșire pentru sonda fotoelectrică cu reflexie cu fototranzistor.



Domeniul de utilizare al elementelor sensibile de tip fotoelectric este larg : 1 rot/min—10^7 rot/min, cu un singur reper sau poate fi coborît la turații și mai joase folosind mai multe repere.

Elementele sensibile de tip fotoelectric se pot cupla atît cu adaptoare analogice, cît și cu adaptoare numerice, acestea din urmă fiind din ce în ce mai utilizate. Schema unui traductor analogic de turație de tip fotoelectric este complet asemănătoare cu cea din figura 8.6, în locul elementului sensibil cu reluctanță variabilă utilizîndu-se un element sensibil fotoelectric. Scheme de adaptoare numerice pentru elemente sensibile de tip fotoelectric sînt date în § 8.2.7.

Traductoarele de turație cu elemente fotoelectrice sînt foarte răspîndite, deoarece au avantaje certe, ca de exemplu : gama foarte largă de turații, inclusiv turații foarte joase, construcția simplă, încărcarea axului cu un cuplu rezistent foarte mic sau chiar nul (cazul traductoarelor fotoelectrice cu reflexie). Ele însă nu pot funcționa în medii cu praf sau lumină exterioară puternică.

8.2.5. Traductoare de turație cu elemente sensibile inductive

Aceste traductoare utilizează elemente sensibile care au structura prezentată în figura 8.13.

Discul D, din material feromagnetic, prevăzut cu o fantă și fixat pe axul a cărui turație se măsoară, se rotește între bobinele L_1 și L_2, care fac parte din oscilatorul de înaltă frecvență CIF. Atunci cînd fanta se găsește în dreptul bobinelor, cuplajul magnetic dintre ele este realizat și oscilatorul funcționează. Tensiunea U_0, de frecvență înaltă, furnizată de acesta este detectată și filtrată de către blocul $D+F$ (detector și filtru), obținîndu-se la ieșire o

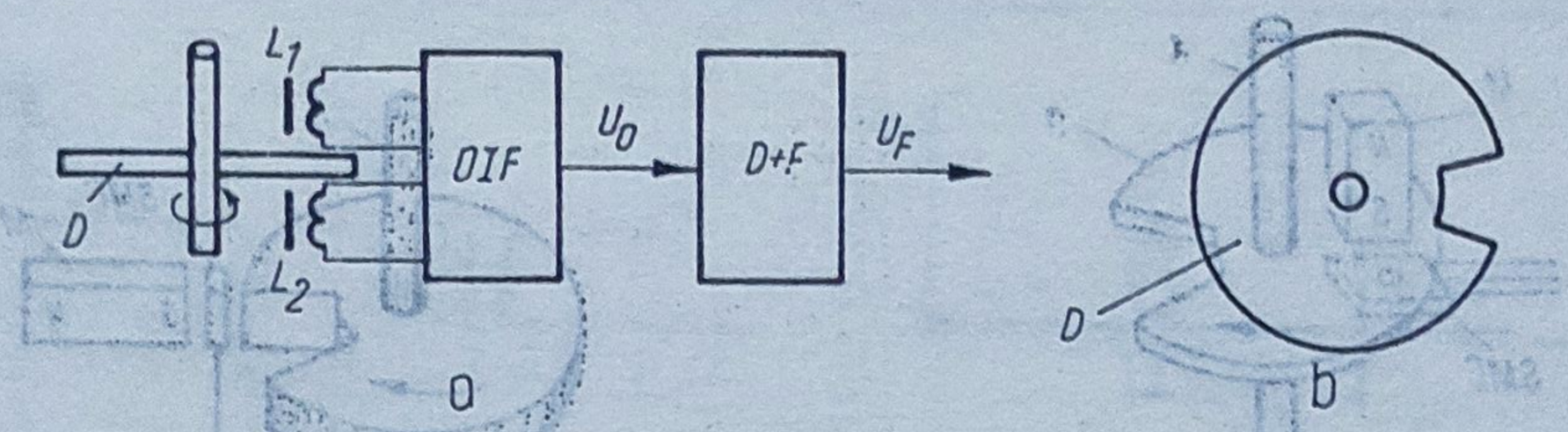


Fig. 8.13. Element sensibil de tip inductiv cu întreruperea oscilațiilor.

tensiune U_F de nivel mare (U_H). Dacă discul D obturează întrefierul dintre bobinele L_1 și L_2, atunci cuplajul magnetic dintre ele este întrerupt, oscilatorul se blochează și la ieșirea filtrului se obține o tensiune U_F de nivel jos (U_L). Forma de variație a tensiunii U_F este asemănătoare tensiunii U_e din figura 8.9, *b*.

Bobinele L_1 și L_2 sînt realizate pe oală de ferită dar, pentru miniaturizare, oalele de ferită pot fi înlocuite cu miezuri cilindrice de ferită. Ele trebuie poziționate pe aceeași axă, perpendicular pe disc, în așa fel încît, atunci cînd decuparea (fanta) din disc se află în dreptul lor, întrefierul să fie eliberat complet, iar atunci cînd discul se află între ele, întrefierul să fie obturat complet. Distanța dintre bobine este de ordinul milimetrilor.

Un astfel de senzor se poate realiza în structură integrată cum este senzorul de proximitate TCA 105 N (v. cap. 7).

Domeniul de utilizare este foarte larg : de la turații joase pînă la 1 000 000 rot/min. Pentru funcționare la turații mari, oscilatorul trebuie să oscileze pe frecvență cît mai mare (mai mare de 1 MHz), iar amorsarea, respectiv întreruperea oscilațiilor, să se facă rapid.

Față de elementul sensibil de tip fotoelectric, elementul sensibil de tip inductiv prezintă avantajul unei fiabilități sporite, dar este mai dificil de realizat.

Schemele de traductoare analogice cu astfel de elemente sensibile sînt asemănătoare celei din figura 8.6, iar schemele de traductoare numerice sînt prezentate în § 8.2.7.

8.2.6. Traductoare de turație cu elemente sensibile magnetice

Senzorul magnetic comutator, integrat, bazat pe efectul Hall, care a fost analizat în cap. 7 (seriile βSM 230, βSM 240), poate fi utilizat pentru realizarea unor traductoare de turație. Astfel, de exemplu, în figura 8.14 este prezentat un detector de turație cu senzor magnetic comutator cu ecranarea cîmpului magnetic, iar în figura 8.15 este prezentat detectorul de turație cu senzor magnetic comutator cu concentrarea cîmpului magnetic.

In figura 8.14 senzorul magnetic comutator *SMC* și magnetul permanent *M* sînt așezați de o parte și de alta a discului *D*, din material feromagnetic, fixat pe axul *A* a cărui turație se determină. *SMC* și *M* sînt situați pe o dreaptă paralelă cu axul, iar discul este prevăzut cu o decupare mai mare decît suprafața activă a senzorului. Distanța dintre *SMC* și *M* se alege astfel încît,

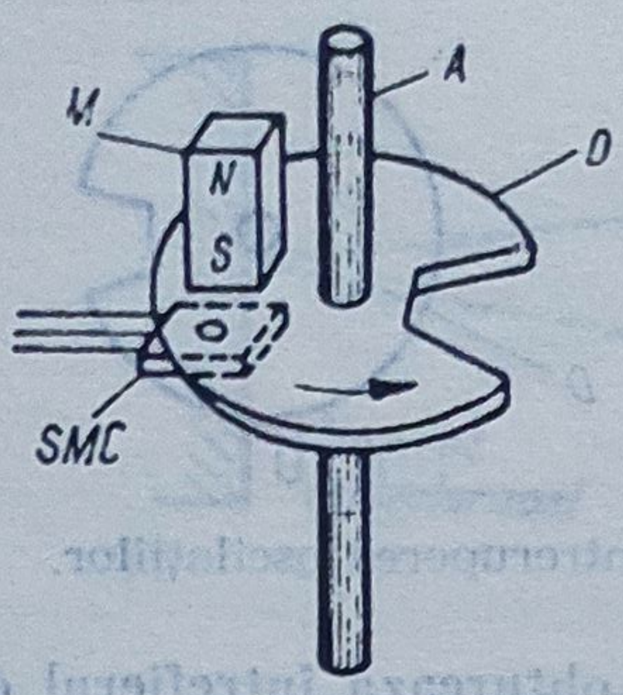


Fig. 8.14. Detector de turație cu senzor magnetic comutator, cu ecranarea cîmpului magnetic.

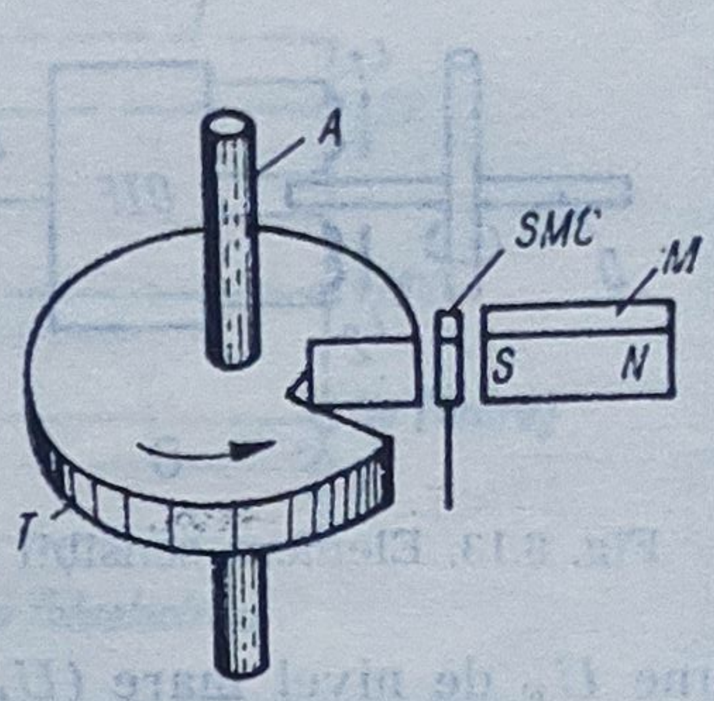


Fig. 8.15. Detector de turație cu senzor magnetic comutator, cu concentrarea cîmpului magnetic.

atunci cînd decuparea se află în dreptul lor, să fie atins pragul de deschidere al senzorului. Pe de altă parte, cînd partea plină a discului se află între *SMC* și *M*, acesta trebuie să ecraneze cîmpul magnetic și să determine astfe blocarea senzorului. De regulă, grosimea discului trebuie să fie mai mare de 1 mm.

Cuplarea senzorului magnetic cu adaptorul se face ca în figura 8.16, unde R_p este o rezistență pentru polarizarea colectorului tranzistorului din etajul de ieșire al senzorului integrat.

Notînd cu U_e tensiunea de ieșire a senzorului magnetic comutator și menționînd că pentru senzor „deschis" U_e este de nivel logic „0", iar pentru senzor „blocat" U_e este de nivel logic „1", forma de variație a tensiunii U_e pentru detectorul de turație cu ecranarea cîmpului magnetic este dată în figura 8.17, *a*.

În fig. 8.15, pe axul *A* a cărui turație se măsoară, s-a fixat un tambur *T* din material feromagnetic prevăzut cu o decupare și de grosime mai mare decît suprafața activă a senzorului magnetic comutator *SMC*. Funcționarea acestui detector de turație se bazează pe următoarele considerente. Senzorul magnetic se plasează într-un cîmp insuficient de intens pentru a realiza deschiderea lui. Apropierea unui obiect din material feromagnetic din partea opusă magnetului are ca efect concentrarea liniilor de cîmp în dreptul elementului Hall, ceea ce duce la o creștere a inducției magnetice, putîndu-se

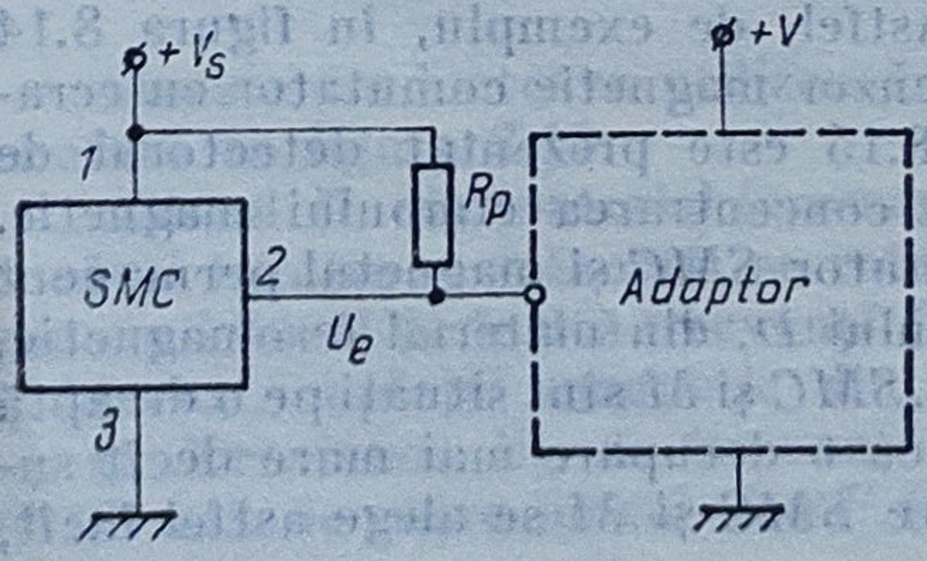


Fig. 8.16. Cuplarea senzorului magnetic comutator utilizat ca detector de turație, cu adaptorul.

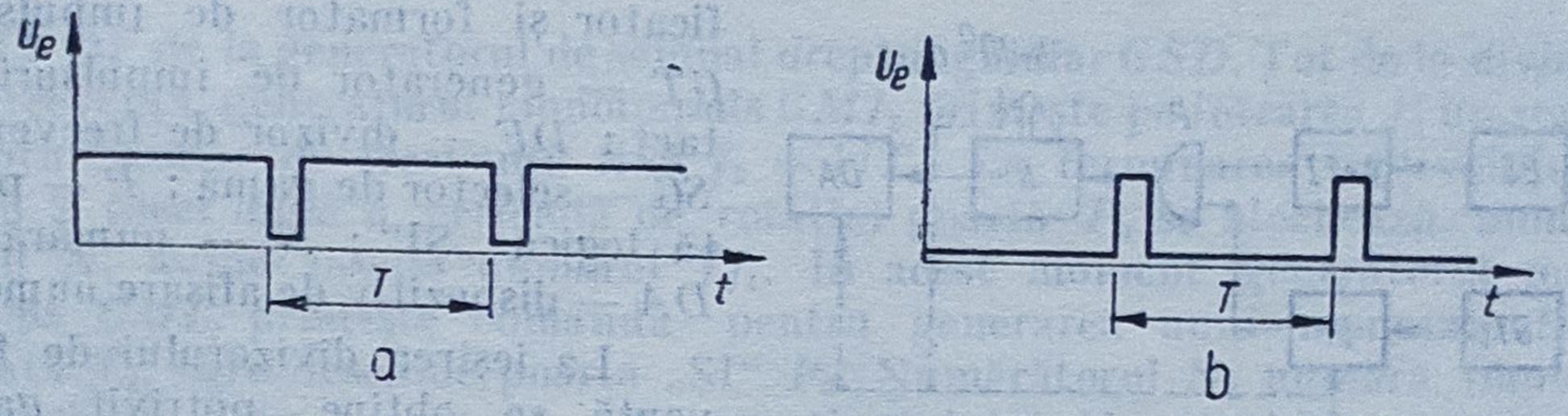


Fig. 8.17. Forma tensiunii de ieșire la detectorul de turație cu senzor magnetic comutator :
a — pentru detectorul din fig. 8.14 ; *b* — pentru detectorul din fig. 8.15.

depăși pragul de deschidere al senzorului. Astfel, cînd tamburul se află în dreptul senzorului se produce o concentrare a liniilor de cîmp în această zonă, depășindu-se pragul de deschidere al senzorului, iar cînd decuparea se află în dreptul senzorului, cîmpul magnetic este dispersat și, datorită distanței corespunzătoare dintre *M* și *SMC*, are loc blocarea senzorului.

Cuplarea senzorului magnetic cu adaptorul se face ca în figura 8.16, forma tensiunii de ieșire fiind prezentată în figura 8.17, *b*. O cerință foarte importantă este ca tamburul feromagnetic să nu aibă bătăi sau vibrații.

Domeniul de turații în care poate fi utilizat senzorul magnetic comutator este foarte larg : $0 \ldots 10^7$ rot/min. De asemenea, un avantaj îl constituie structura integrată, miniaturizată a senzorului. În schimb, apar dificultăți legate de faptul că trebuie atașată o piesă feromagnetică (mai grea) pe axul aflat în mișcare de rotație.

Ca orice detector de turație cu funcționare în impulsuri, elementul sensibil magnetic bazat pe efectul Hall poate fi introdus într-o schemă de traductor analogic de turație ca cea din figura 8.6, sau într-o schemă de traductor numeric (v. § 8.2.7).

8.2.7. Adaptoare numerice

Datorită dezvoltării structurilor numerice de conducere, traductoarele numerice încep să aibă o pondere din ce în ce mai mare. În cazul măsurării turației, realizarea traductoarelor numerice este mai simplă decît la alte mărimi, deoarece multe elemente sensibile dau la ieșire un semnal periodic avînd frecvența proporțională cu turația (elementele sensibile funcționînd în impulsuri).

În principiu, schemele adaptoarelor aferente traductoarelor numerice de turație sînt asemănătoare cu cele ale frecvențmetrelor numerice. După modul cum se determină turația din trenul de impulsuri furnizate de elementul sensibil, aceste adaptoare sînt de două feluri :

a) cu numărarea impulsurilor ;

b) cu inversarea perioadei.

Schema funcțională a unui traductor de viteză de rotație bazat pe numărarea impulsurilor este prezentată în figura 8.18, unde *ES* este elementul sensibil care furnizează impulsuri adaptorului format din : *A*+*FI* — ampli-

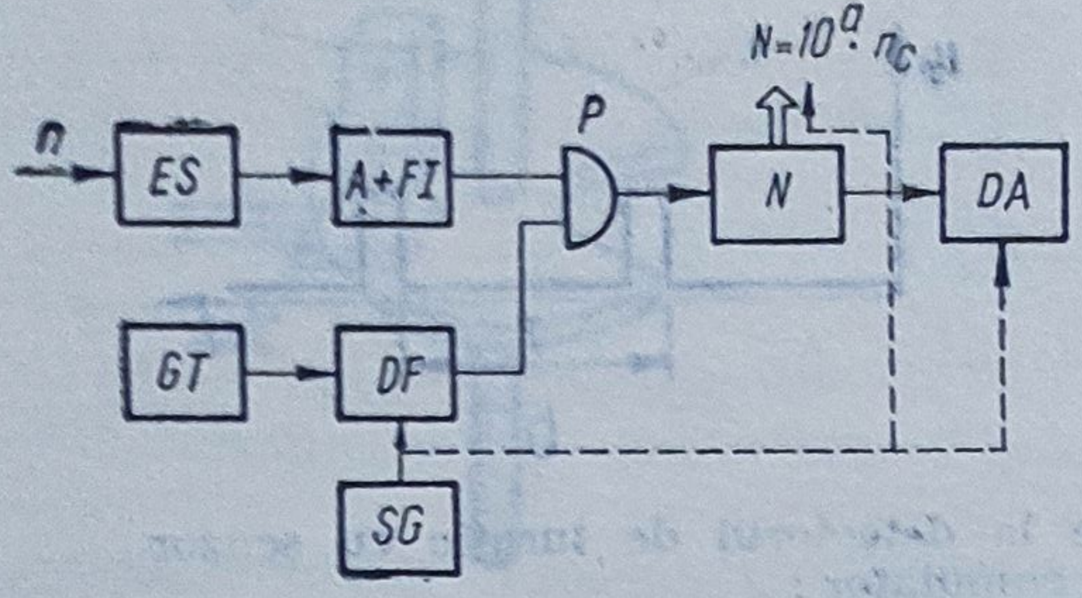


Fig. 8.18. Schema funcțională a traductorului numeric de turație bazat pe numărarea impulsurilor.

ficator și formator de impulsuri; GT — generator de impulsuri de tact; DF — divizor de frecvență; SG — selector de gamă; P — poartă logică „ȘI"; N — numărător; DA — dispozitiv de afișare numeric.

La ieșirea divizorului de frecvență se obține, potrivit gamei alese, un impuls dreptunghiular de durată fixă T_0, astfel încît pe durata acestui impuls numărătorul va număra $\mathcal{N} = kn_cT_0/60$ impulsuri, n_c reprezentînd valoarea cuantizată a turației în rot/min, iar k — o constantă egală cu numărul de impulsuri furnizate de ES la o rotație. Luînd $T_0 = 60 \cdot 10^a / k$, unde a se alege în funcție de precizia și de timpul de măsurare dorite, se obține $\mathcal{N} = 10^a n_c$.

Acest adaptor are avantajul că, datorită medierii pe un interval suficient de mare T_0, indicația nu este afectată de eventualele fluctuații de viteză ale axului a cărui turație se măsoară. Ea prezintă însă dezavantajul unui timp de măsurare foarte mare comparativ cu perioada mișcării de rotație. Pentru a elimina acest inconvenient se utilizează o schemă de adaptor după principiul b). Schema funcțională a traductorului numeric de turație bazat pe inversarea perioadei este prezentată în figura 8.19.

Elementul sensibil ES este oricare dintre cele cu funcționare în impulsuri furnizînd adaptorului un tren de impulsuri dreptunghiulare de perioadă T, egală cu perioada de rotație a axului a cărui turație urmează să se determine. Aceste impulsuri se aplică generatorului monoimpuls GMI_1 pe intrarea I_1'. Atunci cînd de la blocul de comandă BC se aplică un semnal de „start" pe intrarea I_1'', GMI_1 generează la ieșirea E_1 un monoimpuls de durată T care deschide poarta „ȘI" P_1 pe intervalul de timp T. Pe acest interval numărătorul N_1 numără impulsuri de frecvență fixă f_1 primite prin divizorul de frec-

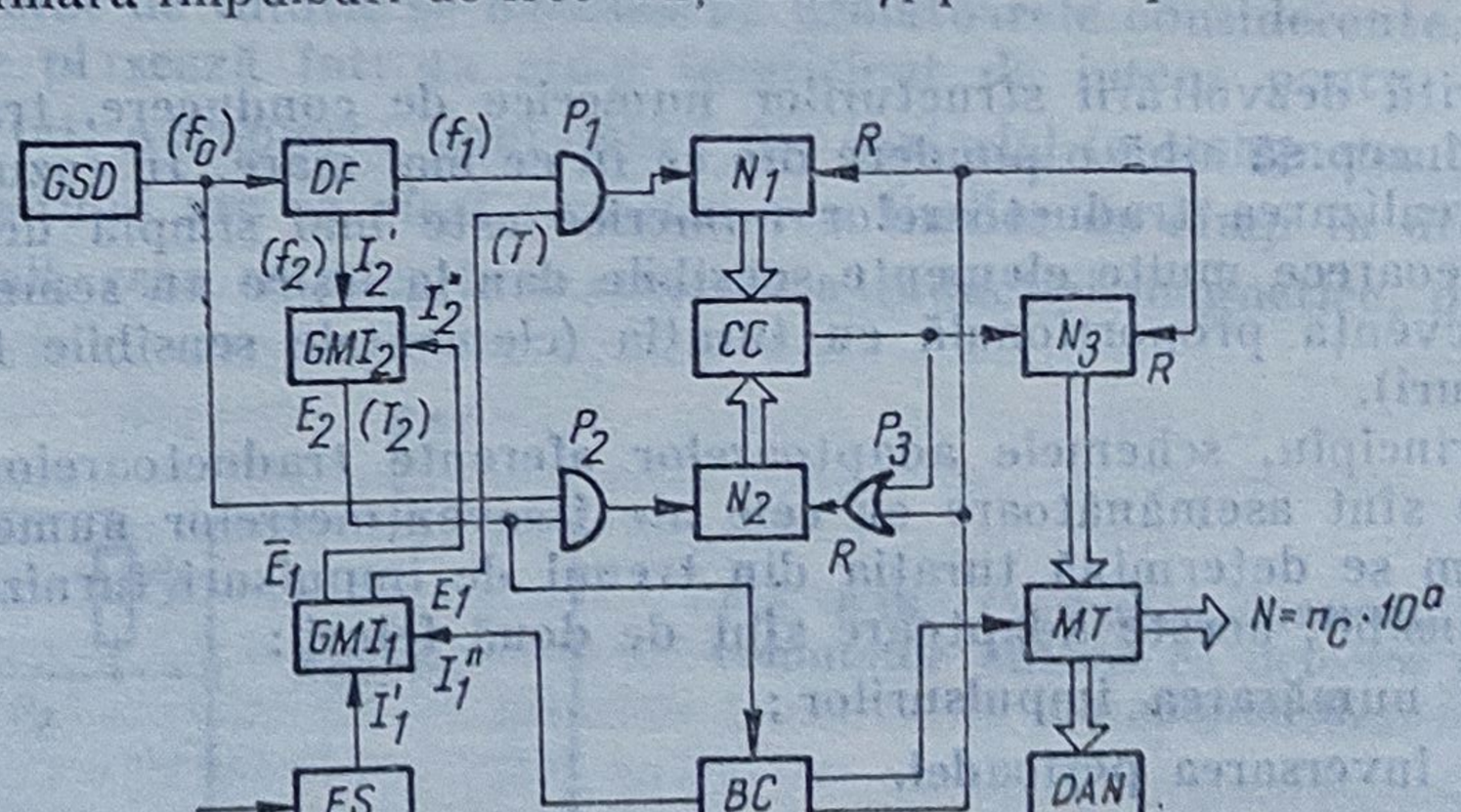


Fig. 8.19. Schema funcțională a traductorului numeric de turație cu inversarea perioadei.

venţă DF de la generatorul de semnal dreptunghiular GSD. Tot de la divizorul de frecvenţă, generatorul monoimpuls GMI_2 primeşte pe intrarea I_2' un semnal dreptunghiular de frecvenţă fixă $f_3 = 1/T_2$. La terminarea intervalului de timp T (deci după o perioadă de rotaţie) poarta P_1 se blochează, numărătorul N_1 avînd înscris numărul Tf_1. În acest moment generatorul monoimpuls GMI_2 primeşte comandă pentru generarea unui monoimpuls de durată T_2, care deschide poarta „ŞI" P_2. Numărătorul N_2 numără impulsurile primite prin poarta P_2. Cînd conţinutul lui N_2 coincide cu conţinutul lui N_1, circuitul de coincidenţă CC dă un impuls care este numărat de numărătorul N_3 şi, totodată, şterge numărătorul N_2. Ciclul de numărare al lui N_3 se reia pînă cînd se termină intervalul de timp T_2. Astfel, pe intrarea de numărare a lui N_2 au trecut $T_2 f_0$ impulsuri. Coincidenţele numărate de N_3 reprezintă partea întreagă a rezultatului împărţirii $T_2 f_0 / Tf_1 = \mathcal{N}$. Luînd, de exemplu, $T_2 f_0 = 60\, f_1 10^a$, se obţine $\mathcal{N} = n_c 10^a$, unde n_c reprezintă valoarea cuantizată a turaţiei n în rot/min, iar a este un coeficient întreg care se alege din considerente de precizie. Rezultatul calculului este memorat de memoria tampon MT şi afişat de către dispozitivul de afişare numeric DAN.

Adaptorul bazat pe inversarea perioadei prezintă avantajul calculului foarte rapid al turaţiei (mai puţin de două perioade de rotaţie), furnizînd informaţie în timp real, şi din acest motiv este indicat la măsurarea turaţiilor joase şi foarte joase. În schimb, prezintă dezavantajul că dacă viteza de rotaţie s-a modificat în perioada în care s-a făcut măsurarea, rezultatul va fi eronat, deoarece nu s-a mai făcut o mediere a turaţiei.

La adaptoarele numerice ale traductoarelor de turaţie de tipul a) se pot corecta direct elementele sensibile ale traductoarelor numerice de deplasare unghiulară de tip incremental descrise în cap. 7, modificîndu-se corespunzător sensibilitatea, în funcţie de caracteristicile acestor elemente.

8.3. Traductoare de viteză liniară

8.3.1. Determinarea vitezei din turaţie

După cum s-a menţionat, o metodă de măsurare a vitezei constă în asocierea ei cu o mişcare de rotaţie (a axului, dacă mişcarea liniară provine dintr-o mişcare de rotaţie, cum este cazul motoarelor electrice rotative care antrenează o cremalieră, sau a unei role care calcă pe materialul ce se deplasează liniar). Se măsoară turaţia cu un traductor de turaţie şi, alegînd convenabil constanta traductorului, acesta poate indica direct valoarea vitezei. Metoda nu este aplicabilă decît în cazurile cînd nu există alunecare.

8.3.2. Determinarea vitezei prin cronometrarea timpului de parcurgere a unei distanţe cunoscute

Figura 8.20 ilustrează modul efectiv de determinare a vitezei prin cronometrarea timpului de parcurgere a unei distanţe cunoscute.

Paralel cu traiectoria mobilului, în punctele fixe x_1 şi x_2 se găsesc două sonde fotoelectrice cu reflexie cu fototranzistor SF_1 şi SF_2, de tipul celei din

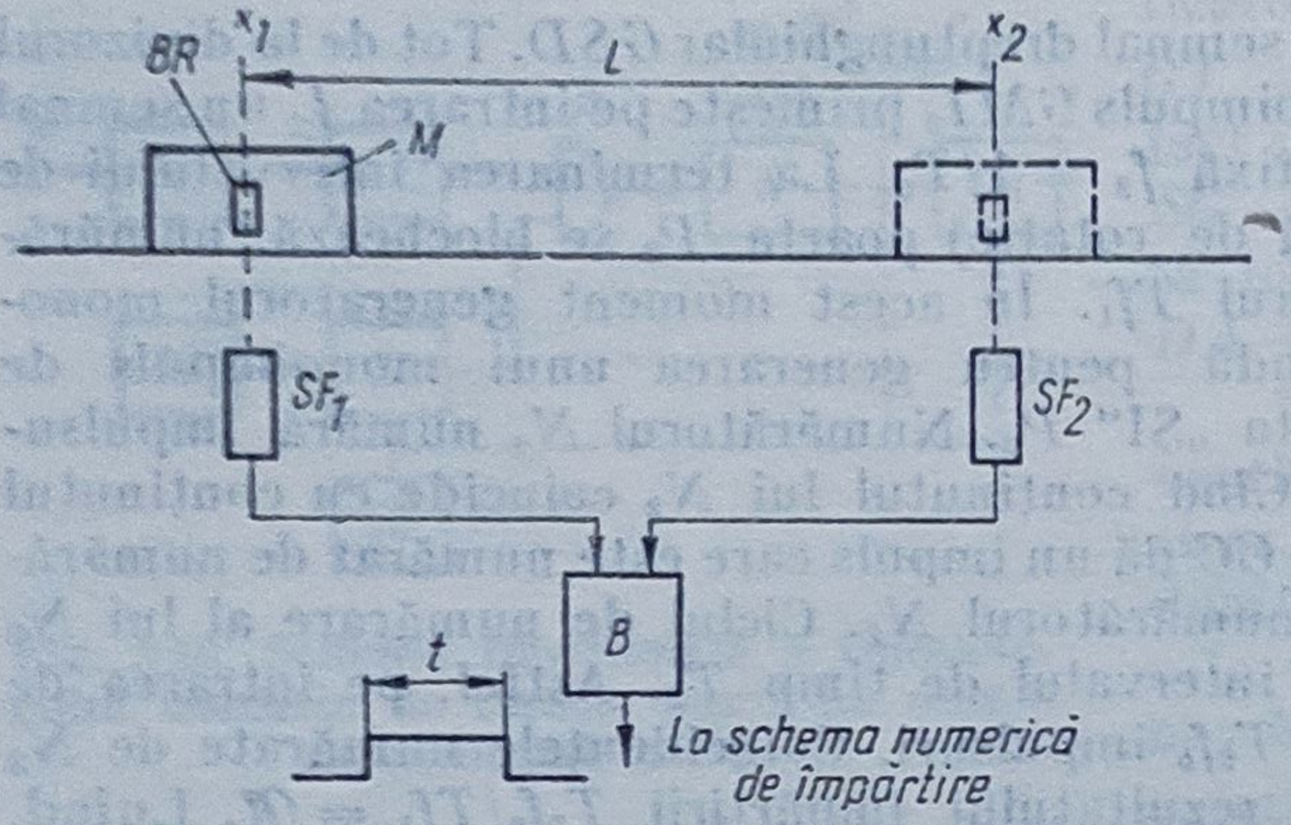


Fig. 8.20. Determinarea vitezei prin măsurarea timpului de parcurgere a unei distanțe cunoscute.

figura 8.11. Distanța $x_2 - x_1 = L$ este cunoscută și se alege în așa fel încît să rezulte calcule mai simple. Pe mobilul M se aplică o bandă reflectorizantă BR. Cînd mobilul ajunge cu BR în dreptul reperului x_1, sonda fotoelectrică SF_1 dă un impuls care pune bistabilul B în starea „1“ (inițial acesta era în starea „0“), iar cînd ajunge cu BR în dreptul reperului x_2, sonda fotoelectrică SF_2 dă un impuls care pune bistabilul B în starea „0“. Notînd cu t durata impulsului dat de bistabil (și care reprezintă de fapt timpul în care mobilul parcurge distanța L) împărțirea L/t se face cu ajutorul unei scheme asemănătoare traductorului numeric de turație cu inversarea perioadei (fig. 8.19).

8.3.3. Determinarea vitezei prin măsurarea distanței parcurse într-un interval de timp dat

Pentru măsurarea distanței parcurse de mobil pe traiectorie, se utilizează un element sensibil incremental de deplasare, de exemplu, fotoelectric (v. cap. 7). Impulsurile primite de la elementul sensibil sînt numărate de către numărtorul N (fig. 8.21) pe o durată fixă T. Rigla R, gradată cu repere distanțate uniform cu Δx, se mișcă solidar cu mobilul și se găsește între sursa luminoasă SL și elementul sensibil fotoelectric ES. Impulsul de durată T este obținut de la generatorul de tact GT prin intermediul generatorului monoimpuls GMI la comanda „start“. Poarta logică „ȘI“ P este deschisă pe durata T, iar impulsurile generate de către elementul sensibil și formate de formatorul de semnal FS sînt numărate de numărătorul N. În acest numărător se va înscrie numărul.

$$\mathcal{N} = fT \tag{8.29}$$

unde f este frecvența impulsurilor date de elementul sensibil.

Dacă în timpul T mobilul parcurge distanța x, atunci

$$f = \frac{x}{\Delta x T} \tag{8.30}$$

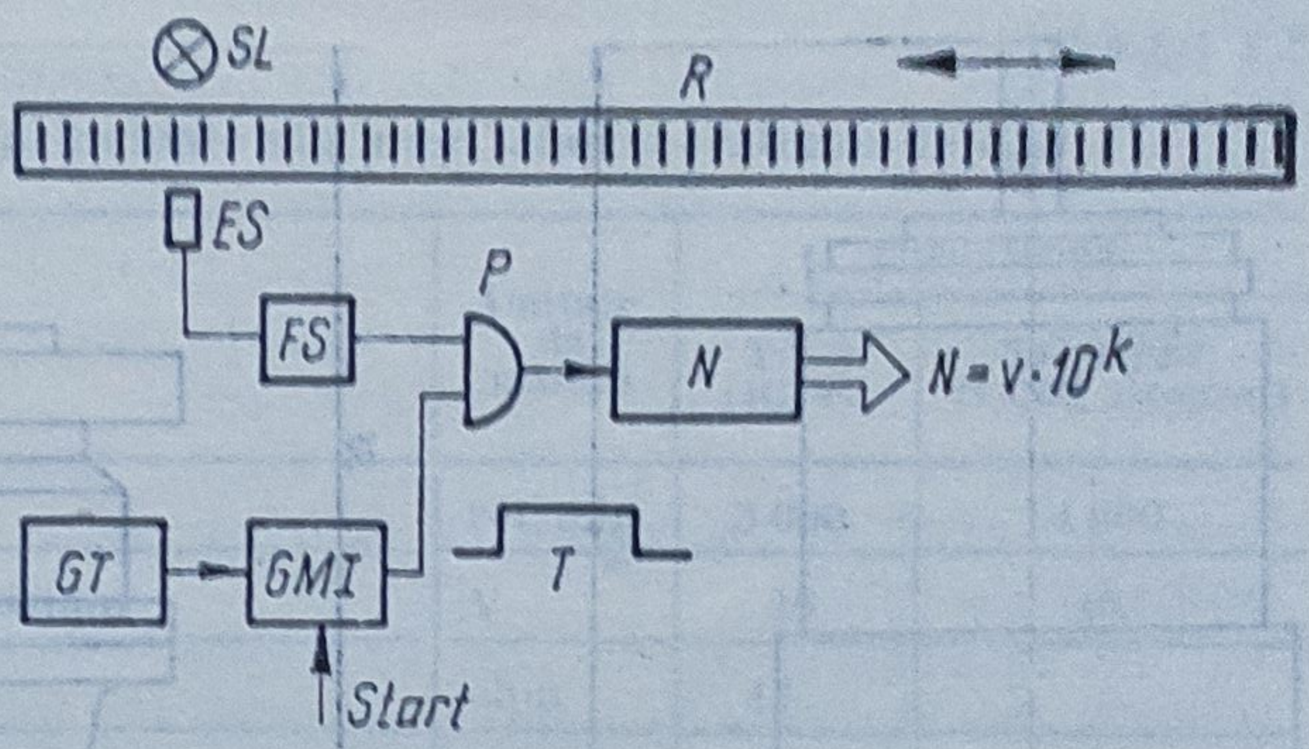


Fig. 8.21. Traductor numeric de viteză utilizînd un traductor incremental de deplasare.

Deci
$$\mathcal{N} = \frac{x}{T}\frac{T}{\Delta x} \tag{8.31}$$

Deoarece $T/\Delta x = K = \text{constant}$, rezultă

$$\mathcal{N} = Kx/T = Kv \tag{8.32}$$

8.4. Exemple de tipuri industriale de traductoare de turație

În cele ce urmează vor fi prezentate succint principalele caracteristici tehnice ale unor traductoare de turație industriale de tipul celor analizate în § 8.2. Se vor avea în vedere mai ales traductoarele fabricate în țară.

Tabelul 8.1

Caracteristicile tehnice principale ale unor tahogeneratoare de c.c.

Caracteristica	Unitate de măsură	Tipul, firma				
		TG 3 (ICPE)	TG 5 (ICPE)	TG 7 (ICPE)	U 6T (CEM)	15C14-105 (ESCAP)
Turația maximă	rot/min	5 200	3 000	5 000	3 600	5 000
Tipul de rotor		cilindric	cilindric	cilindric	disc	pahar
T.e.m. la 1 000 rot/min	V	60	12	7,5	10	3,5
Rezistența electrică internă	ohm	210	175	600	5	29,4
Eroare maximă de neliniaritate pentru $n > 500$ rot/min	%	0,8	0,8	1	0,05	0,2
Ondulație reziduală maximă pentru $n > 500$ rot/min	%	1	1	2	—	—
Eroare de reversibilitate la 1 000 rot/min	%	0,3	1	1	—	—
Moment de inerție rotoric maxim	g·cm²	950	75	50	35	0,2
Curent nominal	mA	15	10	5	—	—
Deriva termică	V/°C	0,025	—	—	—	0,02
Dimensiuni: lungime	mm	166	—	65	—	16
Dimensiuni: diametru	mm	85	—	31,5	—	15

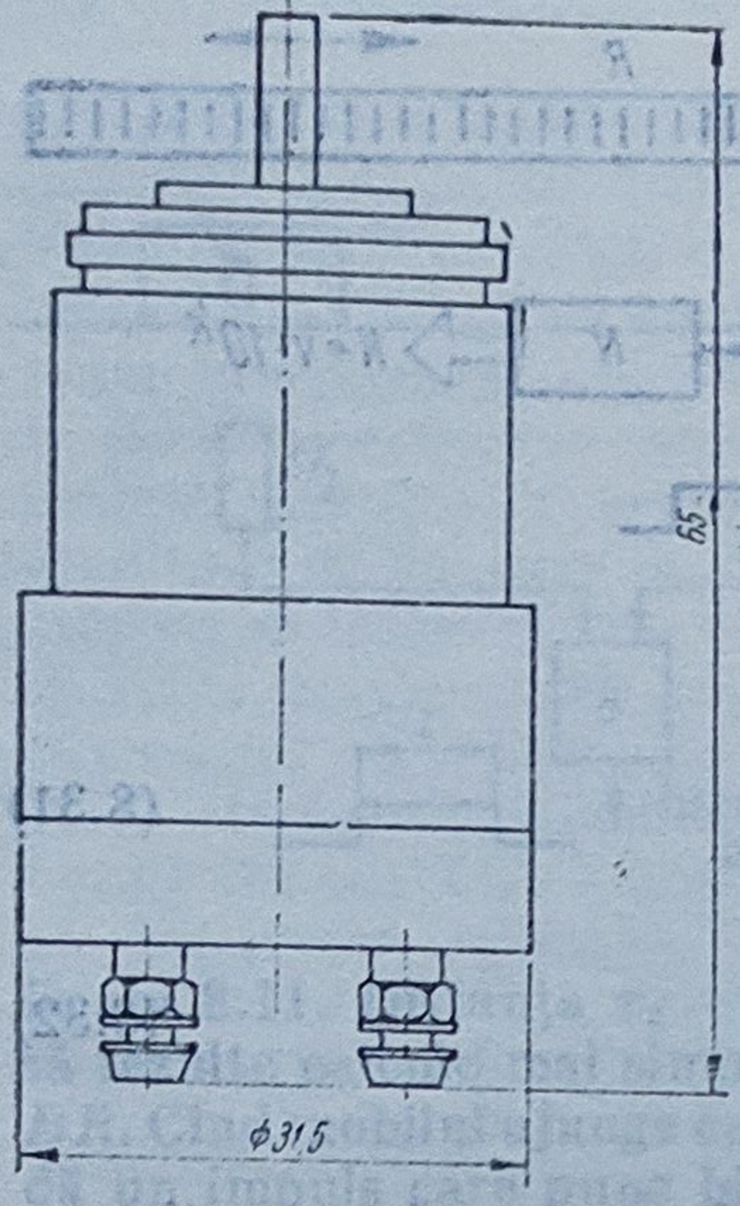


Fig. 8.22. Tahogeneratorul de curent continuu TG 7.

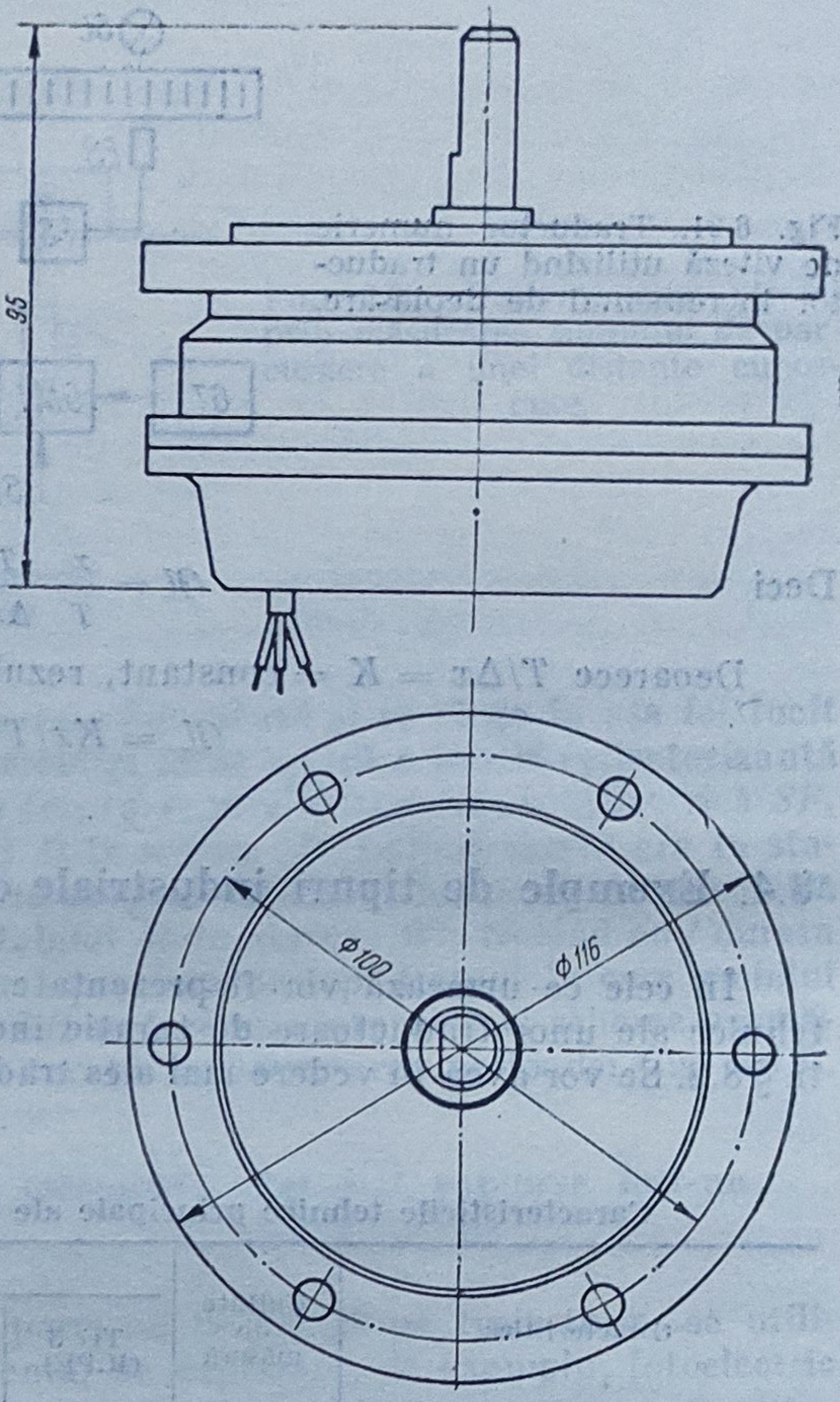


Fig. 8.23. Tahogeneratorul de curent alternativ TA 2.

În figura 8.22 este dată schița tahogeneratorului de c.c. TG 7 realizat de ICPE București.

În figura 8.23 este prezentată schița tahogeneratorului de c.a. TA 2 realizat de ICPE București.

Traductoare de turație cu reluctanță variabilă. *Ansamblul DT 171 — CFC 170* (FEA — București)

Detectorul DT 171 convertește viteza de rotație în semnal analogic periodic cu frecvența proporțională cu turația. Împreună cu convertorul frecvență-curent CFC 170, produs de aceeași întreprindere, se utilizează în cadrul sistemelor de comandă automată ca traductor de turație.

Detectorul DT 171 are următoarele caracteristici tehnice mai importante :

— domeniul de măsurare : 100 rot/min . . . 4 000 rot/min ;

— semnalul de ieșire : — nivel : 0,05 V . . . 2 V (vv),

Tabelul 8.2

Caracteristicile tehnice principale ale unor tahogeneratoare de c.a.

Caracteristica		Unitate de măsură	Tipul, firma	
			TA 2 (ICPE)	TH-1-24-C (IAMC Otopeni)
Turația maximă		rot/min	3 000	4 000
Tensiune electromotoare la 1 000 rot/min		V	15	15
Rezistență internă		ohm	44	—
Frecvența t.e.m. la 1 000 rot/min		Hz	200	—
Curent nominal		mA	0,45	—
Masa		kg	1,8	2,4
Temperatura mediului	minimă	°C	−5	−30
	maximă	°C	+60	+90

— frecvența : 60·n Hz (roata dințată are 60 de dinți) ;
— rezistența de sarcină : min. 10 kΩ ;
— temperatura de lucru : −35°C...+60°C ;
— greutatea : 2,5 kg ;
— lungimea maximă a cablului de legătură : 5 m.

Schița detectorului este prezentată în figura 8.24.

Convertorul frecvență-curent CFC 170 este destinat convertirii semnalului primit de la detectorul de turație DT 171 (frecvență) în semnal unificat curent continuu și are o structură asemănătoare cu cea din figura 8.6. Principalele caracteristici tehnice ale convertorului CFC 170 sînt :

— nivelul semnalului de intrare 0,05 V...2 V (vv) ;
— semnalul de ieșire 0...5 mA c.c. ;
— rezistența de sarcină 0...2 000 Ω ;
— precizia conversiei ± %1 ;
— domenii de măsurare 0...850 rot min, 0...1 000 rot/min 0...1 600 rot/min, 0...4 000 rot/min ;
— temperatura mediului — 25 °C... +50°C.

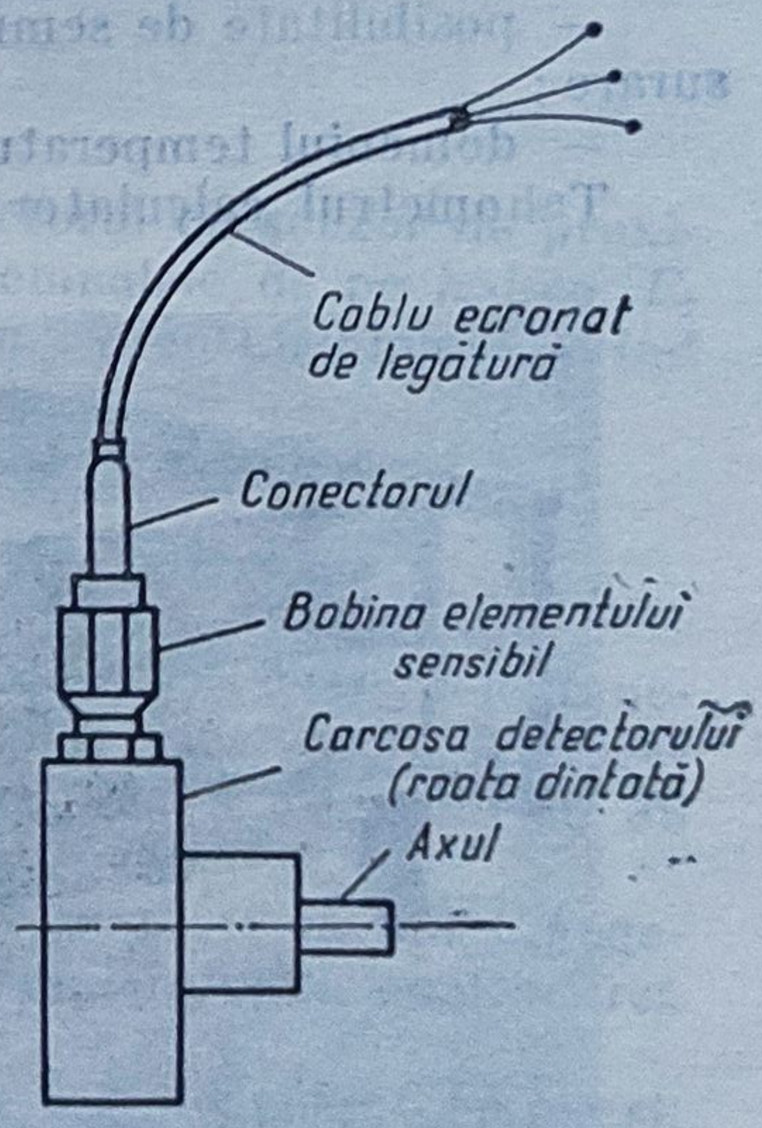


Fig. 8.24. Detector de turație DT 171.

Traductoare fotoelectrice. *Tahometrul calculator N 2603 (IEMI — București).* Aparatul, de tip numeric, este destinat

în principal măsurării turației, dar realizează și alte funcțiuni, cum ar fi: măsurarea raportului procentual a două turații, multiplicarea turației cu un număr N, semnalizarea atingerii și depășirii unor valori de turații prestabilite.

Deoarece se bazează pe principiul inversării perioadei, avantajul deosebit al aparatului se manifestă în special în domeniul turațiilor joase, pe care le măsoară într-un interval de timp scurt.

Aparatul asigură afișarea cu 4 cifre semnificative în întreg domeniul. Este prevăzut de asemenea cu ieșiri de date, putînd fi folosit ca traductor numeric de turație.

În inventarul aparatului se găsesc elemente sensibile fotoelectrice cu reflexie dar el poate funcționa cu orice tip de element sensibil de turație cu semnal de ieșire de forma impulsurilor de tensiune de polaritate pozitivă avînd nivelul în gama 150 mV...250 V (vv), cu durata impulsului și pauza mai mari de 25 μs. Dacă elementul sensibil furnizează k impulsuri pentru o perioadă de rotație, atunci se adoptă $N = \frac{1}{k}$ și turația măsurată va fi $n = Nn_A = N60f_A = \frac{60\ f_A}{k}$ unde f_A este frecvența semnalului dat de elementul sensibil.

Principalele caracteristici tehnice ale tahometrului calculator, cu sonda fotoelectrică din inventarul aparatului, sînt:

— domeniul de turații 6 rot/min...1 000 000 rot/min;

— produsul $N \cdot n_a$ poate fi calculat cu N cuprins între $1\,000 \cdot 10^{-6}$ și 9 999, stabilit din 5 comutatoare;

— comutarea automată a gamelor de măsurare;

— rezoluția în domeniul turațiilor joase 0,001 rot/min;

— rezistența de intrare 100 kΩ;

— posibilitate de semnalizare cînd turația nu este în domeniul de măsurare;

— domeniul temperaturilor de lucru 5°C...40°C.

Tahometrul calculator este prezentat în figura 8.25.

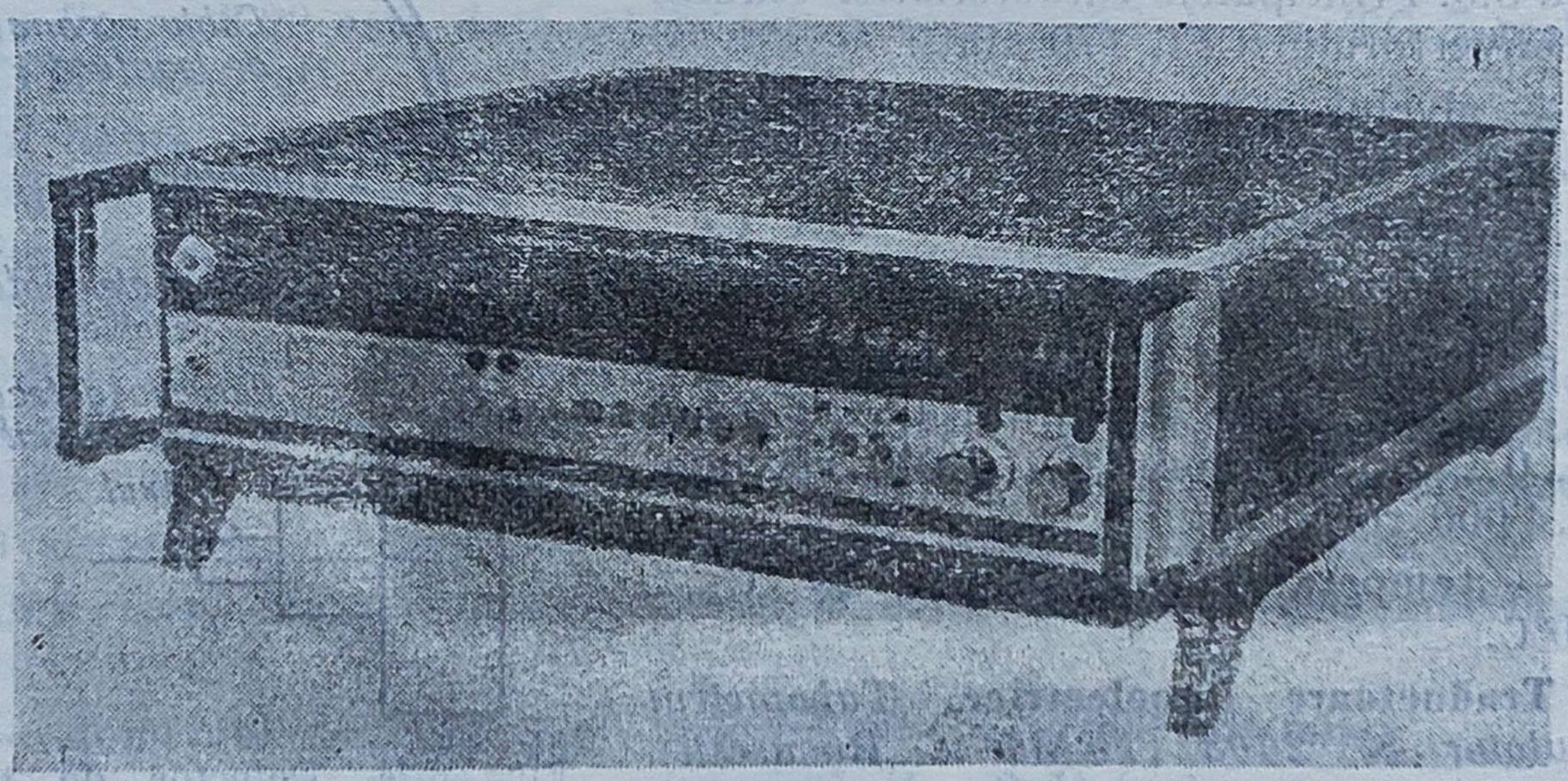


Fig. 8.25. Tahometrul calculator N 2603.

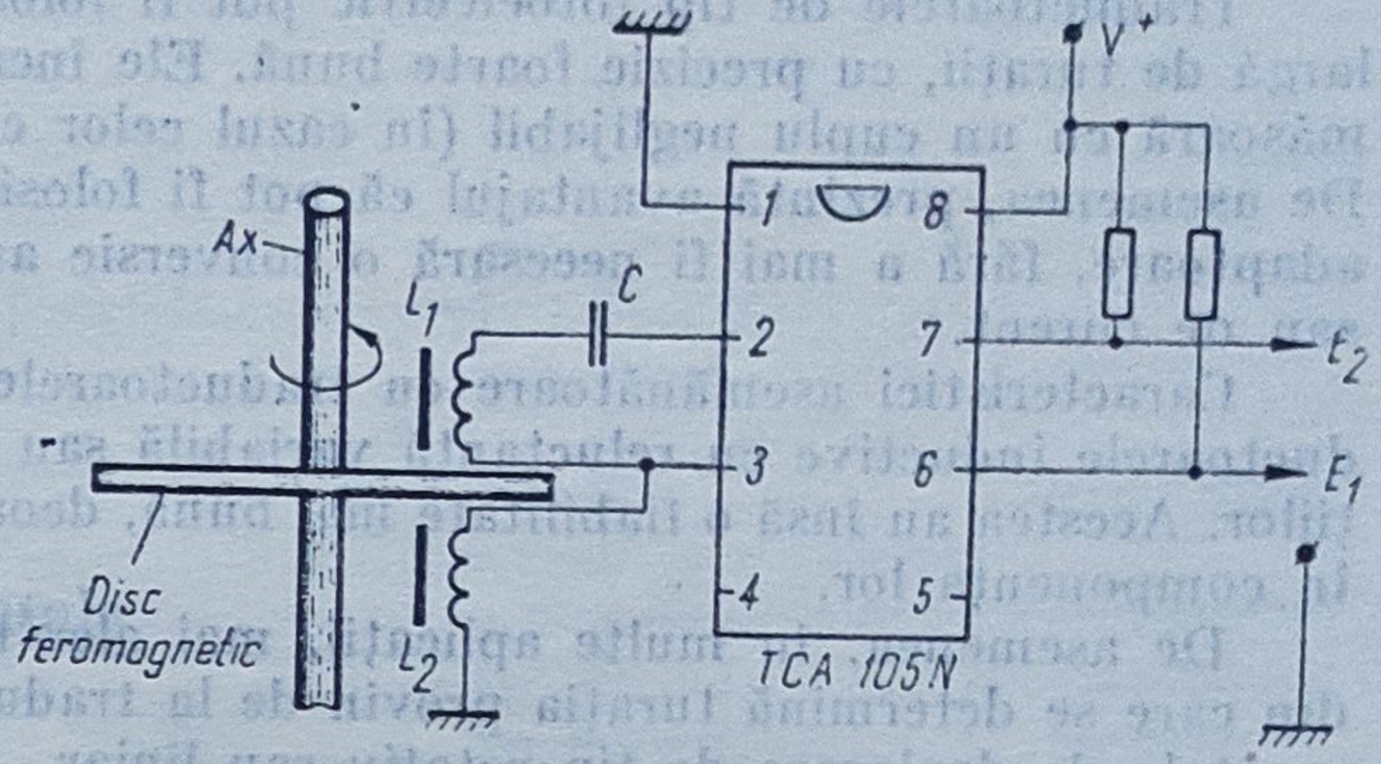


Fig. 8.26. Detector de turație cu senzor de proximitate TCA 105 N.

Detector de turație cu element Hall. Senzorii magnetici integrați de tip comutator βSM 230...βSM 234, βSM 240, βSM 241, βSM 242, produși de către IPRS Băneasa au fost prezentați în cap. 7. Utilizați ca detectoare de turație pot furniza un semnal dreptunghiular TTL, cu frecvența proporțională cu turația, acoperind gama 0...10^7 rot/min. Schemele de montare au fost prezentate în figurile 8.14, 8.15, 8.16.

Traductor de turație inductiv cu senzor de proximitate integrat TCA 105 N. Senzorul de proximitate integrat TCA 105 N, produs de IPRS Băneasa, a fost prezentat în cap. 7. În vederea utilizării ca detector de turație se realizează schema din figura 8.26.

Pentru bobinele L_1 și L_2 bobinate pe oale de ferită se dau următoarele date tehnice ale circuitului LC:

— dimensiunile oalei de ferită 9×5 mm^2;
— lățimea fantei d (distanța dintre L_1 și L_2) 2,5 mm;
— inductanțele $L_1 = L_2 = 10$ μH;
— numărul de spire $n_1 = n_2 = 23$;
— capacitatea $C = 100$ pF.

Gama turațiilor în care poate fi utilizat detectorul cu senzor de proximitate TCA 105 N este 0...1 000 000 rot/min. Semnalele de pe ieșirea E_1 (normală) și de pe ieșirea E_2 (negată) sînt de formă dreptunghiulară avînd frecvența proporțională cu turația.

8.5. Utilizarea traductoarelor de turație

Pentru măsurarea turației, cel mai des sînt utilizate traductoarele funcționînd în impulsuri (fotoelectrice, inductive) și tahogeneratoarele. Tahogeneratoarele se folosesc în acele aplicații în care încărcarea arborelui cu un cuplu suplimentar nu perturbă procesul.

În prezent, multe firme constructoare de servomotoare includ tahogeneratorul în aceeași carcasă, rotorul tahogeneratorului fiind în continuarea celui al motorului.

De asemenea, există tendința de miniaturizare a tahogeneratoarelor și, implicit, de micșorare a cuplului rezistent introdus de ele. În general, tahogeneratoarele nu se folosesc la turații foarte joase și nici la turații foarte mari.

Traductoarele de tip fotoelectric pot fi folosite într-o gamă extrem de largă de turații, cu precizie foarte bună. Ele încarcă axul a cărui turație se măsoară cu un cuplu neglijabil (în cazul celor cu reflexie, cuplul este nul) De asemenea, prezintă avantajul că pot fi folosite scheme numerice pentru adaptoare, fără a mai fi necesară o conversie analog-numerică de tensiune sau de curent.

Caracteristici asemănătoare cu traductoarele fotoelectrice prezintă traductoarele inductive cu reluctanță variabilă sau cele cu întreruperea oscilațiilor. Acestea au însă o fiabilitate mai bună, deoarece nu au sursă luminoasă în componența lor.

De asemenea, în multe aplicații, mai ales la turații joase, impulsurile din care se determină turația provin de la traductoarele fotoelectrice incrementale de deplasare de tip rotativ sau liniar.

Tendința este de a miniaturiza (cazul elementelor sensibile integrate) și de a standardiza aceste elemente sensibile pentru ca un adaptor să poată lucra cu mai multe tipuri de sonde (elemente sensibile). În acest fel cresc domeniul de aplicații și domeniul de măsurare.

Alegerea unui traductor de turație pentru o anumită aplicație trebuie să țină seama de mai multe considerente : gama de turații, timpul de răspuns, eroare maximă, încărcarea axului, mediul, gabaritul, structura dispozitivului de automatizare, etc. Privitor la timpul de calcul al turației, atunci cînd acesta trebuie să fie mic, se poate opta pentru o schemă de adaptor cu inversarea perioadei (asemănătoare frecvențmetrului reciproc).

La montarea detectoarelor de turație se dau următoarele recomandări generale :

— să se utilizeze în locuri ferite de vibrații ;

— să se fixeze pe un suport robust ;

— axul motorului și axul detectorului (dacă este cazul) să fie pe aceeași dreaptă ;

— să se utilizeze o cuplare flexibilă între cele două axe pentru atenuarea vibrațiilor.

Bibliografie

1. *Norton, H.* **Handbook of Tansducers for Electronic Measuring Systems.** Prentice-Hall, 1969.
2. *Măgureanu, R.* **Mașini electrice speciale pentru sisteme automate.** Ed. Tehnică, 1981.
3. *Nicolau, E.* (coordonator) : **Manualul inginerului electronist.** Măsurări electronice. Ed. Tehnică, 1979.
4. *Bodea, M., Vătășescu, A.* (coordonatori) : **Circuite integrate liniare. Manual de utilizare** vol. III, Ed. Tehnică, 1984.
5. *Popescu, D., Hohan, I., Droașcă, B.* **Măsurarea numerică a turațiilor joase** Automatica și electronica Nr. 2/1982.
6. * * * **Cărți tehnice de tahogeneratoare,** ICPE — București, IAMC-Otopeni.
7. * * * **DT 171, CFC 170,** IEA-București.
8. * * * **Tahometru calculator N 2603,** IEMI-București.
9. * * * **Prospecte de tahometre HBM,** R.F.G.

Capitolul 9

Traductoare de vibraţii şi acceleraţii

9.1. Noţiuni fundamentale

9.1.1. Definiţii, clasificări

Vibraţiile sînt fenomene dinamice care iau naştere în medii elastice sau cvasielastice în urma unei excitaţii locale şi care se manifestă prin propagarea excitaţiei în interiorul mediului sub forma unor oscilaţii (unde)*) elastice. Pentru a putea discuta despre excitarea, propagarea şi radiaţia unei unde elastice, trebuie impusă condiţia ca cel puţin una din dimensiunile geometrice ale mediului să fie suficient de mare, astfel încît excitaţia iniţială să poată fi considerată locală.

Elementele care condiţionează definirea fenomenului vibratoriu permit o clasificare generală a oscilaţiilor şi undelor elastice. Astfel, în funcţie de dinamica fenomenului se întîlnesc vibraţii cu frecvenţe de variaţie scăzute, caracteristice structurilor mecanice, structurilor din construcţii şi undelor seismice, precum şi vibraţii cu frecvenţe mari de variaţie. Natura fizică a mediului impune modul în care se propagă oscilaţiile ; într-un mediu solid se pot propaga atît unde transversale, cît şi unde longitudinale, în timp ce în medii fluide se propagă numai unde longitudinale.

Astfel, pentru undele mecanice care se propagă în medii solide se utilizează traductoare de mărimi cinematice vectoriale (deplasări, viteze, acceleraţii), în timp ce pentru undele sonore în aer se prevăd traductoare de presiune acustică, care este o mărime scalară.

Considerînd în continuare natura excitaţiei ca ultim criteriu de clasificare a fenomenelor vibratorii, se constată existenţa vibraţiilor nedorite (perturbaţii funcţionale) şi vibraţii dorite, cu parametri bine determinaţi. Din prima categorie fac parte vibraţiile cu caracter nociv asupra echipamentelor industriale şi asupra omului şi evaluarea lor cantitativă constituie o condiţie de funcţionare sau de nefuncţionare a instalaţiilor. Din cea de-a doua categorie fac parte vibraţiile generate anume, fie pentru acţionarea unor dispozitive cu funcţionare vibratorie, fie pentru crearea condiţiilor de încercare la vibraţii a echipamentelor mecanice şi electrice.

---

*) Orice fenomen în cursul căruia se transformă periodic sau pseudoperiodic, reversibil sau parţial reversibil, energie dintr-o formă în alta constituie o *oscilaţie*. *Unda* este rezultatul propagării oscilaţiilor într-un mediu elastic, adică repartiţia în spaţiu şi evoluţia în timp a unora dintre mărimile ce caracterizează oscilaţia.

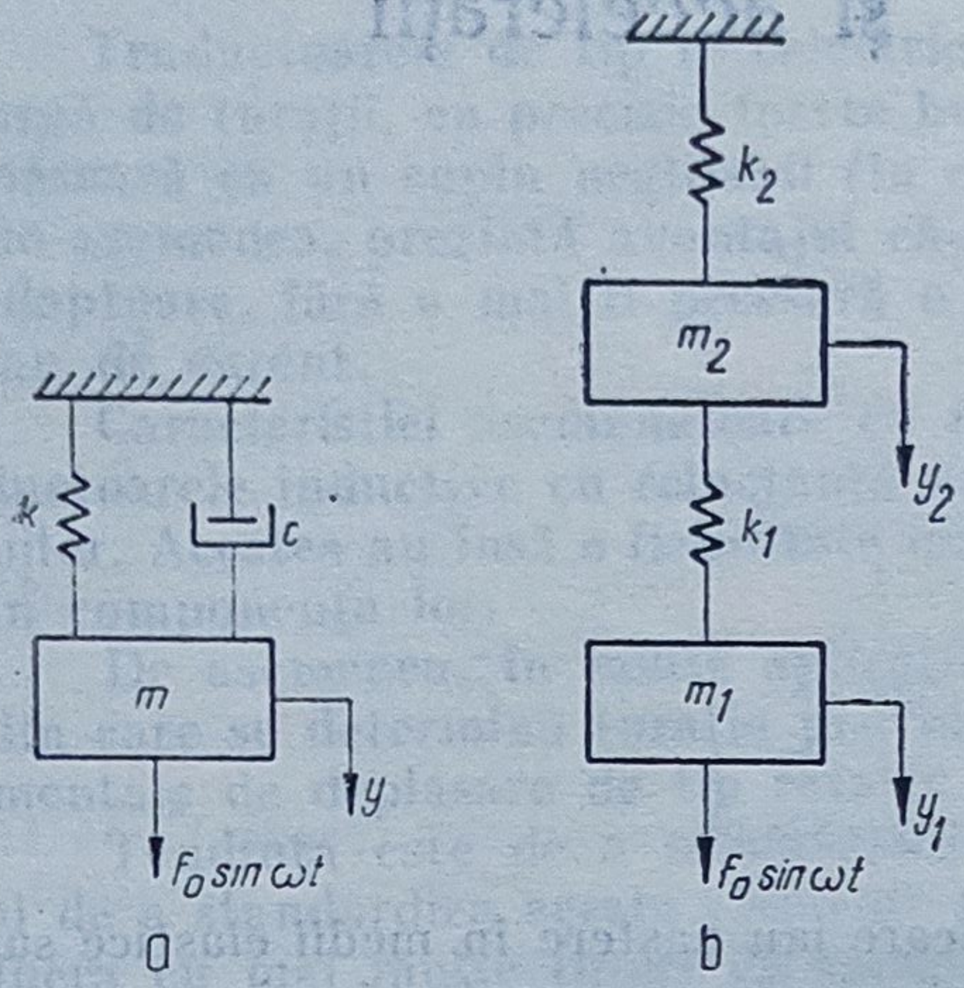


Fig. 9.1. Sisteme oscilante :
a — cu un grad de libertate ; *b* — cu două grade de libertate.

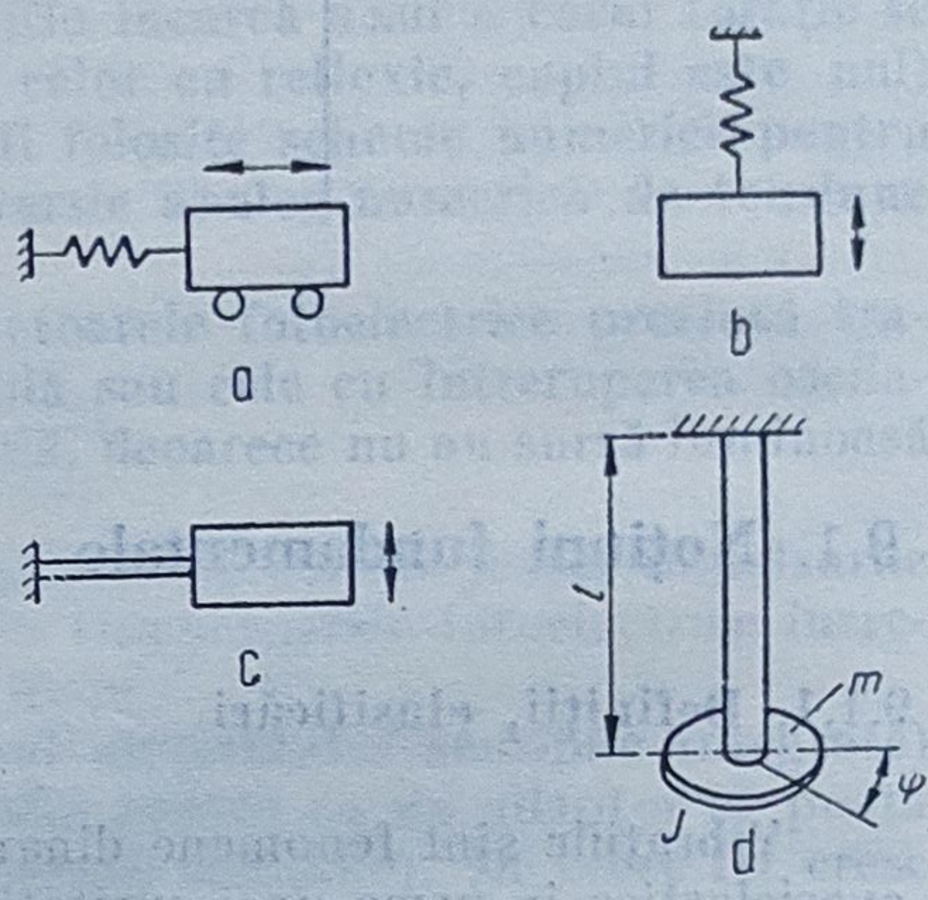


Fig. 9.2. Tipuri specifice de sisteme oscilante cu un singur grad de libertate.

Din cele arătate rezultă că, pentru punerea în evidență a efectelor vibrațiilor, principalele utilizări ale traductoarelor din această categorie se referă la : a) măsurarea nivelelor de vibrații de la ieșirea unui sistem, pentru a fi comparate cu nivelele standard admisibile ; b) măsurarea mărimilor de intrare în sistem (mărimile vibratorii de excitație), necesare pentru întocmirea programelor de încercări mecanice ; c) măsurarea simultană a ambelor mărimi vibratorii, de la intrarea și ieșirea sistemului, în scopul determinării caracteristicilor acestuia.

Particularizînd prezentarea fenomenelor oscilatorii la vibrațiile mecanice ce au loc în cadrul echipamentelor și instalațiilor industriale, se constată apariția de vibrații :

— cu unul sau două grade de libertate (fig. 9.1) ;

— de translație — verticale și orizontale, de încovoiere, de torsiune (fig. 9.2) ;

— libere sau întreținute, amortizate sau neamortizate ;

— deterministe sau nedeterministe.

9.1.2. Mărimi caracteristice ; unități de măsură

Mărimile specifice vibrațiilor, indiferent de natura acestora, sînt : deplasarea liniară sau unghiulară, viteza, accelerația și frecvența. Pentru exemplificare se consideră că asupra sistemului oscilant cu un grad de libertate din figura 9.1 *a* acționează o forță externă $F(t)$, legea de mișcare a masei m fiind dată de ecuația :

$$m \frac{d^2x}{dt^2} + c \frac{dx}{dt} + kx = F(t) \tag{9.1}$$

O ecuație de mișcare similară poate fi scrisă și în cazul vibrațiilor de torsiune, la care deplasarea liniară x este înlocuită de unghiul de rotație φ:

$$J\frac{d^2\varphi}{dt^2} + c\frac{d\varphi}{dt} + k\varphi = F. \tag{9.2}$$

Mărimile și unitățile de măsură care intervin în caracterizarea sistemului oscilant și a vibrațiilor propriu-zise sînt prezentate în tabelul 9.1.

Tabelul 9.1

Mărimi și unități de măsură specifice sistemelor oscilante

Denumirea mărimii	Simbol	Relația de definiție	Unitate de măsură
Vibrații de translație			
Masă	m		kg
Constantă elastică	k		N/m
Coeficient de amortizare	c		N·s/m
Forță	F		N
Forță elastică		kx	N
Forță rezistentă		$c\dot{x}$	N
Forță de inerție		$m\ddot{x}$	N
Deplasare	x		m
Viteză	$v = \dot{x}$		m/s
Accelerație	$a = \ddot{x}$		m/s²
Vibrații de rotație			
Moment de inerție	J		kgm²
Constantă elastică	k		N·m
Coeficient de amortizare	c		N·s·m
Cuplu	M, C		N·m
Cuplul forțelor elastice		$k\varphi$	N·m
Cuplul forțelor rezistente		$c\dot{\varphi}$	N·m
Cuplul forțelor de inerție		$J\ddot{\varphi}$	N·m
Deplasare unghiulară	φ		rad
Viteză unghiulară	$\dot{\varphi}$		s^{-1}
Accelerație unghiulară	$\ddot{\varphi}$		s^{-2}

Pentru o vibrație sinusoidală, ecuația matematică ce descrie mișcarea punctului material este:

$$x = X_v \sin\left(2\pi\frac{t}{T}\right) = X_v \sin(2\pi f t) = X_v \sin \omega t \tag{9.3}$$

unde X_v reprezintă valoarea maximă (de vîrf) a deplasării x și $\omega = 2\pi f$ — pulsația. Se mai pot scrie relațiile:

$$\dot{x} = v = \frac{dx}{dt} = \omega X_v \cos \omega t = V_v \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) \tag{9.4}$$

$$\ddot{x} = a = \frac{d^2x}{dt^2} = -\omega^2 X_v \sin \omega t = A_v \sin(\omega t + \pi) \tag{9.5}$$

Vibraţiile nearmonice (complexe), întîlnite cel mai des în practică, se pot analiza prin înregistrarea spectrelor care pun în evidenţă frecvenţele şi amplitudinile componentelor.

În funcţie de tipul vibraţiei şi de scopul urmărit, traductoarele pot converti valori instantanee, valori de vîrf, valori medii sau valori eficace. Dacă vibraţia este armonică, este suficient să se măsoare frecvenţa şi una din mărimile menţionate, celelalte rezultînd prin calcul, din relaţiile 9.4 şi 9.5.

Amplitudinea vibraţiei dă informaţii despre jocurile existente în maşini, în special despre jocurile între piesele care vibrează. Măsurarea acesteia pune accent în special pe componentele de joasă frecvenţă, corespunzînd în general turaţiei de lucru a maşinilor. Traductoarele de deplasare au un domeniu redus de frecvenţă, ele fiind preferate la măsurarea vibraţiilor de amplitudini mari.

Acceleraţia vibraţiei dă informaţii asupra forţelor care solicită materialul. Măsurările de acceleraţii se efectuează în special atunci cînd scopul este evidenţierea vibraţiilor de înaltă frecvenţă.

Viteza este factorul fizic de care depinde zgomotul produs de mediul care vibrează şi este pusă în evidenţă cu traductoare de presiune acustică.

O informaţie globală privind nivelul semnalului se obţine şi prin determinarea valorii medii absolute x_m şi valorii eficace x_{ef} utilizînd relaţiile

$$x_m = \frac{1}{T}\int_0^T |x|\,dt \tag{9.6}$$

$$x_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T x^2 dt} \tag{9.7}$$

9.2. Principiile traductoarelor de vibraţii

Structura unui traductor de vibraţii, prezentată în figura 9.3, are ca particularitate semnificativă faptul că elementul sensibil propriu-zis furnizează la ieşire tot o mărime de natură mecanică : deplasare sau forţă. Ca urmare, pentru obţinerea unui semnal electric care să fie prelucrat (calibrat) de către adaptor, este necesar un convertor intermediar (mărime mecanică/mărime electrică), avînd caracteristici similare elementelor sensibile ale traductoarelor de deplasare sau de forţă descrise în cap. 7 şi respectiv cap. 10. Separarea elementului sensibil la vibraţii de convertorul intermediar are un caracter funcţional, sub raport constructiv ele formînd de regulă o singură unitate.

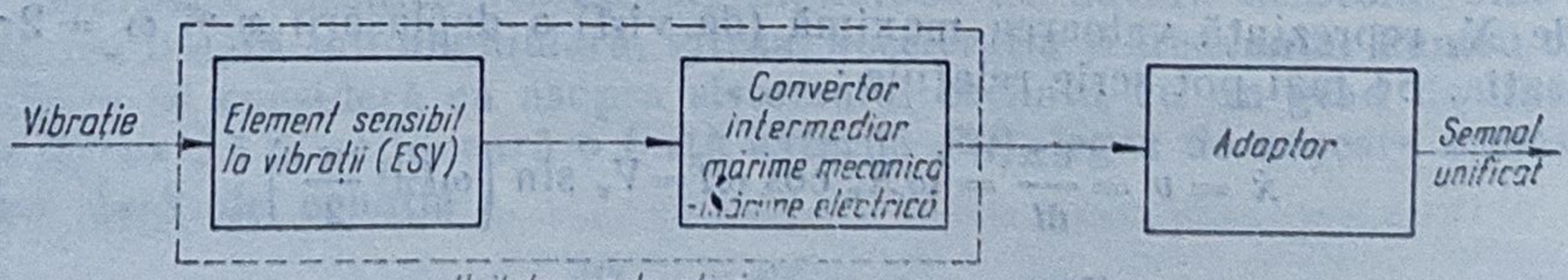


Fig. 9.3. Structura unui traductor de vibraţii.

9.2.1. Elemente sensibile

Elementele sensibile pentru detectarea vibrațiilor liniare sînt de tipul inerțial (cu masă seismică).

Elementele sensibile seismice, avînd structura generală în figura 9.4, constau dintr-un sistem oscilant cu un singur grad de libertate, montat în interiorul unei carcase ; mișcarea este amortizată proporțional cu viteza.

Ținînd seama că vibrațiile sînt caracteristice corpurilor în mișcare, analiza funcționării elementelor sensibile este dedicată în mod special regimului dinamic.

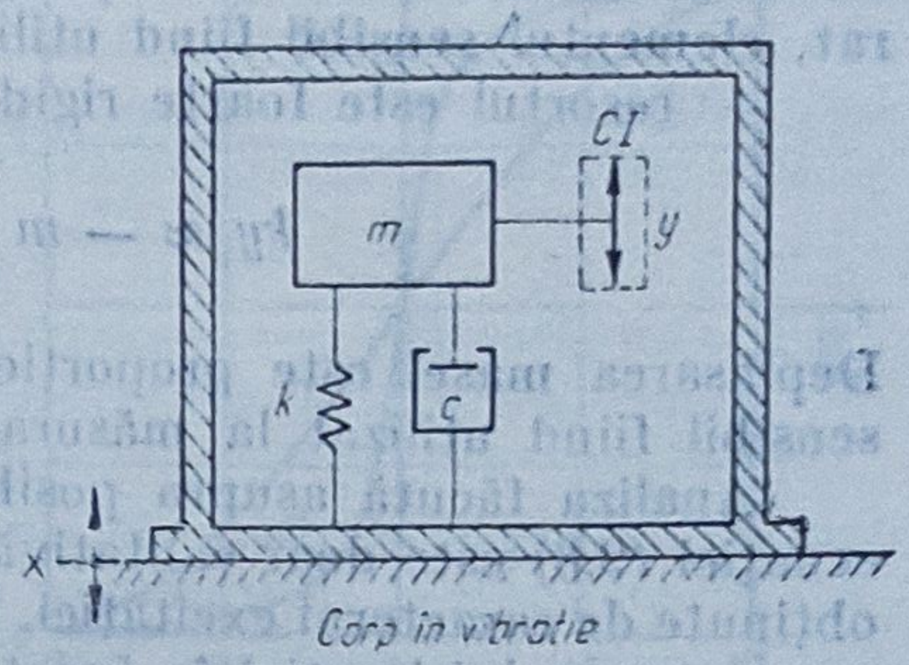


Fig. 9.4. Element sensibil cu masă seismică.

La apariția unei deplasări $x(t)$ a carcasei, fixată rigid de suportul ale cărui caracteristici vibratorii se doresc a fi analizate, generată de forța F de inerție aplicată corpului mobil de masă m, acesta se va deplasa pe o direcție y, paralelă cu axa x, după legea :

$$m\frac{d^2y}{dt^2} + c\frac{dy}{dt} + ky = -m\frac{d^2x}{dt^2} \tag{9.8}$$

În carcasă se găsește și convertorul intermediar (CI), care convertește deplasarea $y(t)$ sau forța dinamică $m\frac{d^2y}{dt^2}$ într-un semnal electric ; convertorul intermediar poate fi parametric sau generator.

În cazul unor vibrații de torsiune ecuația de funcționare este

$$J\frac{d^2\varphi}{dt^2} + c\frac{d\varphi}{dt} + k\varphi = M = Fr \tag{9.9}$$

în care J reprezintă momentul de inerție al masei față de centrul său de greutate, c și k sînt factori de amortizare, respectiv rigiditate unghiulară a arborelui, iar φ este unghiul de rotație. Din ecuațiile (9.8) și (9.9) se observă că vibrațiile liniare sînt guvernate de ecuații de forțe, pe cînd cele de torsiune sînt guvernate de ecuații de moment.

Se pot distinge trei situații specifice în rezolvarea ecuației (9.8) :

— masa m mare, c și k neglijabile (amortizare și resort slabe) ; ecuația devine

$$\frac{d^2y}{dt^2} \approx -\frac{d^2x}{dt^2} \text{ sau } y \approx -x \tag{9.10}$$

În acest caz masa m nu urmărește mișcarea carcasei, ci rămîne fixă în spațiu, carcasa deplasîndu-se față de ea ; în consecință elementul sensibil este utilizat pentru măsurarea deplasării $x(t)$;

— amortizarea este foarte puternică (c foarte mare), m și k neglijabile

$$c\frac{dy}{dt} \approx -m\frac{d^2x}{dt^2};\ y \approx -\frac{m}{c}\frac{dx}{dt} \tag{9.11}$$

Se observă că în acest caz deplasarea y este proporțională cu viteza de măsurat, elementul sensibil fiind utilizat la măsurarea vitezei $\dot{x}(t)$;

— resortul este foarte rigid (k mare), m și c neglijabile:

$$ky \approx -m\frac{d^2x}{dt^2}; \quad y \approx -\frac{m}{k}\frac{d^2x}{dt^2} \tag{9.12}$$

Deplasarea masei este proporțională cu accelerația de măsurat, elementul sensibil fiind utilizat la măsurarea accelerației imprimate carcasei.

Analiza făcută asupra posibilităților de rezolvare în domeniul timp a ecuației (9.8) este doar calitativă, întrucît ea nu arată dependența soluțiilor obținute de caracterul excitației. De aceea, pentru a pune în evidență comportarea sistemului inerțial în funcție de excitația la care este supus, este necesară efectuarea analizei în domeniul frecvență și determinarea funcțiilor de transfer caracteristice sistemului și tipului de excitație.

Pentru deducerea funcției de transfer se utilizează relația (9.8), care după aplicarea transformatei Laplace devine

$$s^2Y(s)+\frac{c}{m}sY(s)+\frac{k}{m}Y(s)=-s^2X(s) \tag{9.13}$$

sau cu notațiile

$$\omega_0=\sqrt{\frac{k}{m}};\ \xi=\frac{c}{c_0};\ c_0=2\sqrt{km} \tag{9.14}$$

$$H(s)=\frac{Y(s)}{X(s)}=\frac{-s^2}{s^2+2\xi\omega_0 s+\omega_0^2} \tag{9.15}$$

Prin trecere la transformata Fourier (considerînd excitația $x = X\sin\omega t$), funcția de transfer devine

$$H(j\omega)=\frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)}=\frac{\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}{1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2+2j\xi\frac{\omega}{\omega_0}} \tag{9.16}$$

sau cu

$$\lambda=\frac{\omega}{\omega_0}$$

$$H(j\lambda)=\frac{\lambda^2}{1-\lambda^2+2j\xi\lambda} \tag{9.17}$$

Dacă se exprimă acum funcția de transfer în funcție de modul și argument se obține

$$H(j\lambda)=H(\lambda)e^{j\theta(\lambda)} \tag{9.18}$$

cu

$$H(\lambda)=\frac{\lambda^2}{\sqrt{(1-\lambda^2)^2+4\xi^2\lambda^2}} \tag{9.19}$$

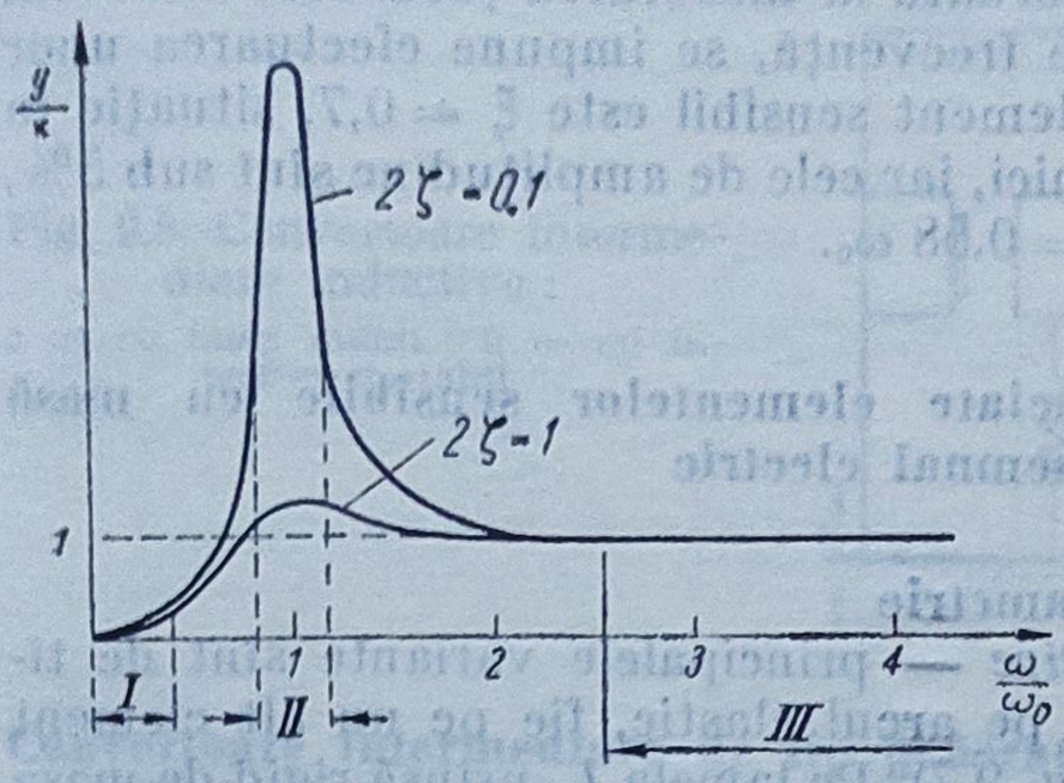


Fig. 9.5. Reprezentarea grafică a dependenței $\frac{Y}{X} = f\left(\frac{w}{w_0}\right)$.

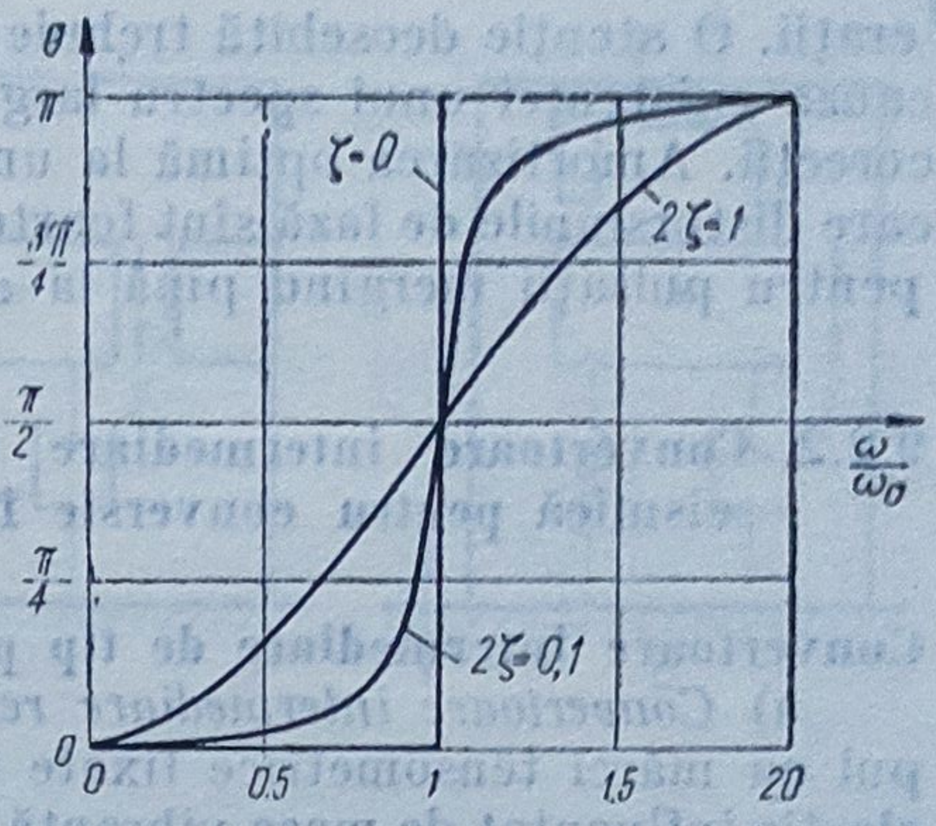


Fig. 9.6. Reprezentarea grafică a dependenței $0 = f\left(\frac{w}{w_0}\right)$.

și

$$\theta(\lambda) = \operatorname{arctg}\frac{2\xi\lambda}{1-\lambda^2} \tag{9.20}$$

Relația (9.19) este reprezentată grafic în figura 9.5, iar relația (9.20) — în figura 9.6.

Se pot trage următoarele concluzii :

— Pentru excitații cu pulsația $\omega \gg \omega_0$, corespunzătoare zonei *III* din figura 9.5, se observă că $Y \approx X$, iar $\theta \approx 180°$, respectiv masa și suportul vibrează în opoziție de fază. Dacă *CI* (fig. 9.4) este un traductor de deplasare, sistemul seismic funcționează ca vibrometru. Condiția $\omega \gg \omega_0$ este realizată printr-o suspensie moale, care însă determină o deplasare relativă mare a masei seismice la frecvențe joase. Din acest motiv elementele sensibile seismice de deplasare trebuie să aibă gabarit și dimensiuni relativ mari ;

— Pentru excitații cu pulsația $\omega \ll \omega_0$, corespunzătoare zonei *I* din figura 9.5, relația (9.16) devine :

$$\frac{Y}{X} \approx \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2, \text{ respectiv } Y \approx \frac{1}{\omega^2}(\omega^2 x)] \tag{9.21}$$

Se observă că în acest caz amplitudinea Y este proporțională tocmai cu accelerația vibrației, elementul sensibil lucrînd în regim de accelerometru seismic. De data aceasta suspensia elastică este tare și greutatea totală mai mică.

În cazul în care mișcarea vibratorie nu este sinusoidală, ceea ce de fapt se întîlnește cel mai des în realitate, răspunsul elementului sensibil la diferite componente spectrale este diferit, apărînd distorsiuni. Din acest motiv se impun zone de frecvență în care poate lucra elementul sensibil, în așa fel încît distorsiunile să nu depășească un prag admisibil.

Ca o concluzie generală, prezentată în [2], distorsiunile de amplitudine impun o frecvență limită inferioară de lucru a elementului sensibil pentru vibrații și o frecvență limită superioară a elementului sensibil pentru acce-

lerației. O atenție deosebită trebuie acordată la măsurarea șocurilor, unde din cauza existenței unui spectru larg de frecvență, se impune efectuarea unor corecții. Amortizarea optimă la un element sensibil este $\xi = 0{,}7$, situație în care distorsiunile de fază sînt foarte mici, iar cele de amplitudine sînt sub 5%, pentru pulsații mergînd pînă la $\omega = 0{,}58\ \omega_0$.

9.2.2. Convertoare intermediare asociate elementelor sensibile cu masă seismică pentru conversie în semnal electric

Convertoare intermediare de tip parametric

a) *Convertoare intermediare rezistive* — principalele variante sînt de tipul cu mărci tensometrice fixate fie pe arcul elastic, fie pe un alt element elastic influențat de masa vibrantă (fig. 9.7). Pe lamela L, prinsă rigid de masa m și de carcasă, este fixată marca tensometrică MT, care prin deformarea generată de mișcarea vibratorie își modifică rezistența.

b) *Convertoare intermediare capacitive* — structura funcțională este prezentată în figura 9.8.

Datorită preciziei mai scăzute, convertoarele capacitive se utilizează mai ales pentru măsurări relative. Prin deplasarea masei m se deplasează și armătura mobilă AM a condensatorului C; utilizînd o schemă de măsurare adecvată, capacitatea $C(y)$ poate fi determinată comod, obținîndu-se în final o informație utilă referitoare la caracteristicile vibrației.

c) *Convertoare intermediare inductive* — dacă se utilizează o masă seismică, convertoarele inductive se bazează pe modificarea inductanței unei bobine prin deplasarea unui miez mobil (fig. 9.9, *a*) sau prin modificarea întrefierului între masa seismică și bobină (fig. 9.9, *b*).

d) *Convertoare intermediare piezorezistive.* Piezorezistivitatea reprezintă proprietatea unui corp de a-și varia rezistivitatea (deci rezistența electrică) sub acțiunea unui cîmp de tensiuni mecanice la care este supus. Fenomenul apare mai puternic în cazul unor semiconductoare. Modificările de rezistență se produc atît pentru variații statice, cît și dinamice. Fenomenul este analizat detaliat în § 11.3.

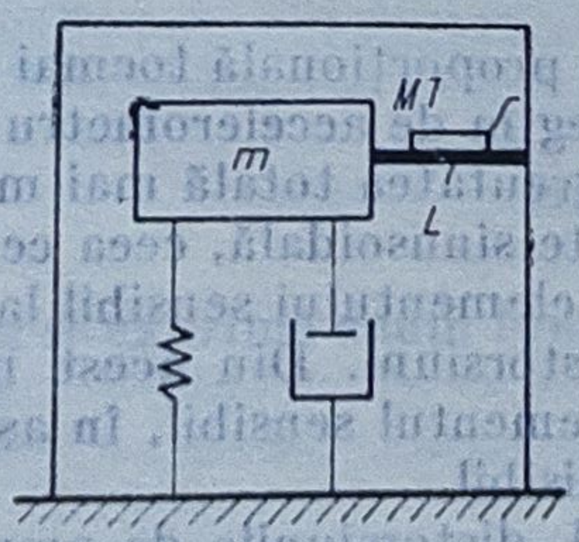


Fig. 9.7. Convertor intermediar rezistiv-tensometric.

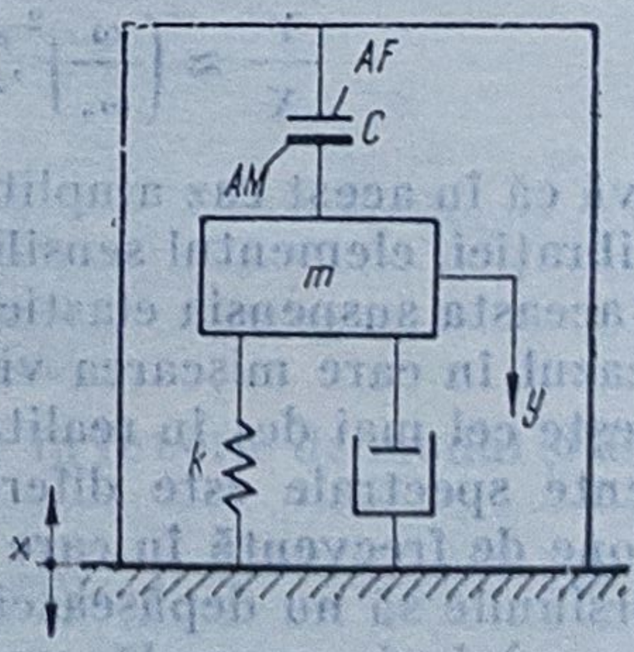


Fig. 9.8. Convertor intermediar capacitiv.

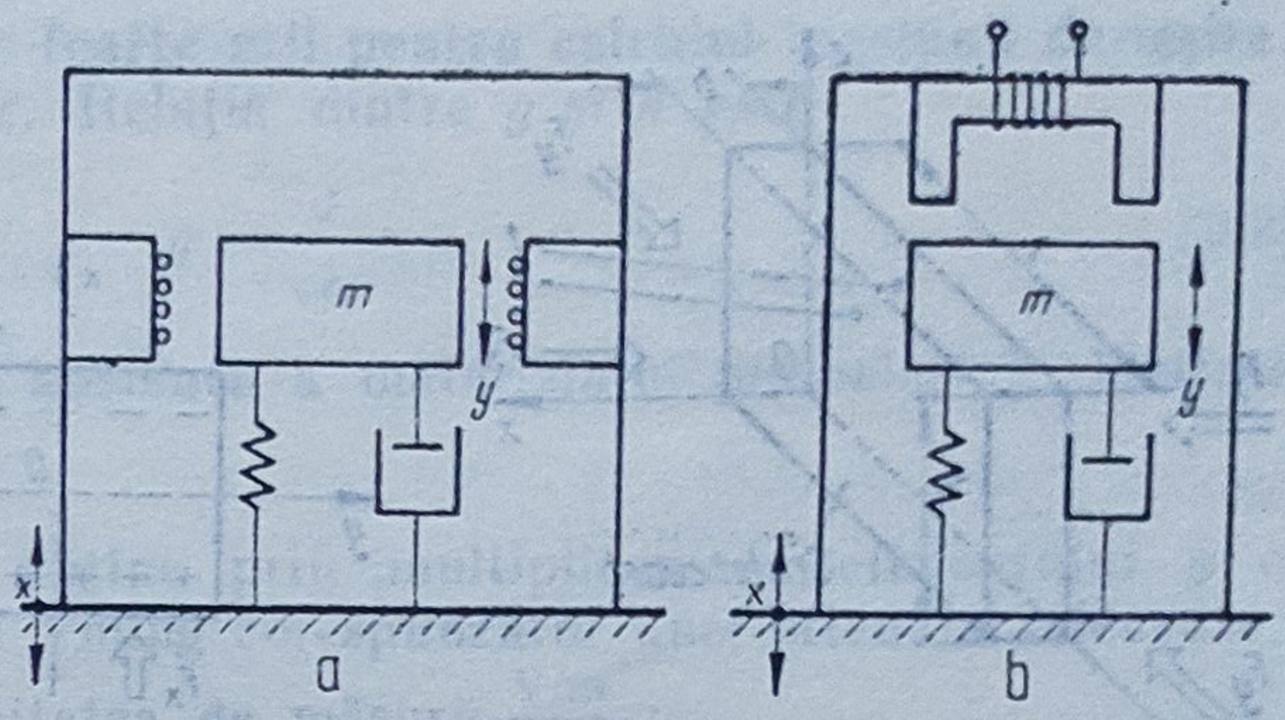


Fig. 9.9. Convertoare intermediare inductive :
a — cu miez mobil ; *b* — cu întrefier variabil.

Convertoare intermediare de tip generator

a) *Convertoare intermediare electromagnetice.* La convertoarele electromagnetice folosite pentru măsurarea vibrațiilor liniare, fenomenul utilizat constă în apariția unei tensiuni electromotoare într-un conductor care se deplasează cu viteza v perpendicular pe liniile de forță ale unui cîmp magnetic de inducție B :

$$u = -Blv \qquad (9.22)$$

În întrefierul inelar al unui magnet fix (fig. 9.10) se deplasează o bobină înfășurată pe un suport nemetalic legat de masa seismică. Tensiunea $u(t)$ va fi proporțională cu viteza de vibrație. Convertoarele electromagnetice produc de regulă tensiuni destul de mari, astfel încît nu se mai impune utilizarea unor amplificatoare pretențioase.

b) *Convertoare intermediare piezoelectrice.* Fenomenul de piezoelectricitate constă în apariția unei polarizări electrice pe suprafețele unui cristal, atunci cînd asupra acestuia acționează o forță F, polarizarea fiind proporțională cu mărimea forței aplicate și schimbîndu-și semnul după sensul forței. Efectul piezoelectric se explică prin deformarea rețelei cristaline, fapt ce atrage deteriorarea echilibrului electric stabilit între atomii care constituie rețeaua.

Dintre materialele piezoelectrice, două sînt reprezentative :

— cuarțul — material natural piezoelectric ;

— titanatul de bariu — material ceramic care prezintă fenomenul de piezoelectricitate.

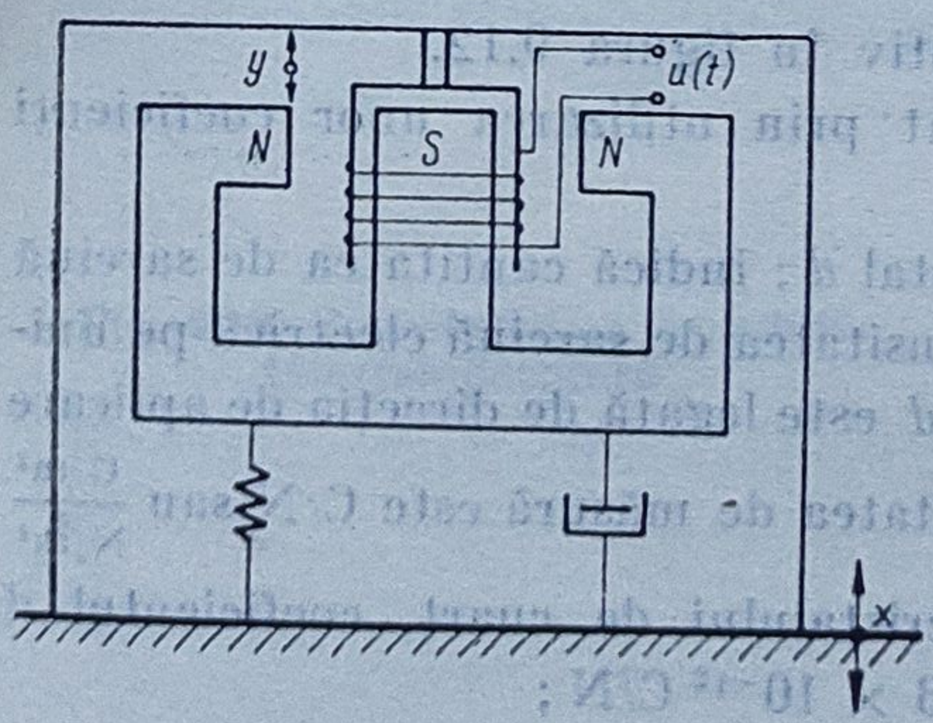


Fig. 9.10. Convertor intermediar electromagnetic.

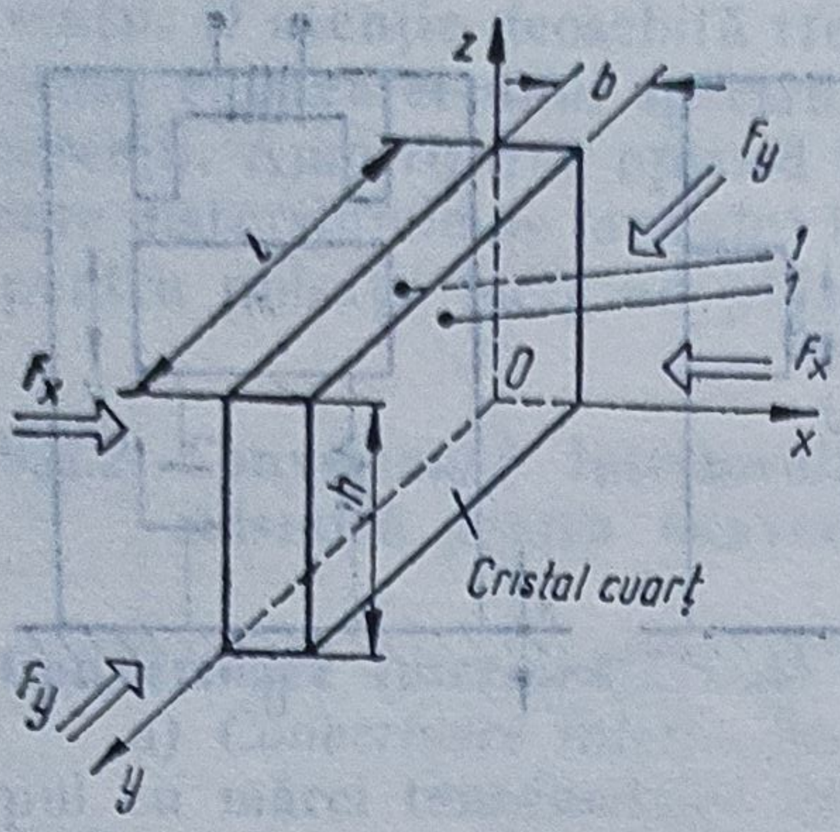


Fig. 9.11. Structura cristalului de cuarţ.

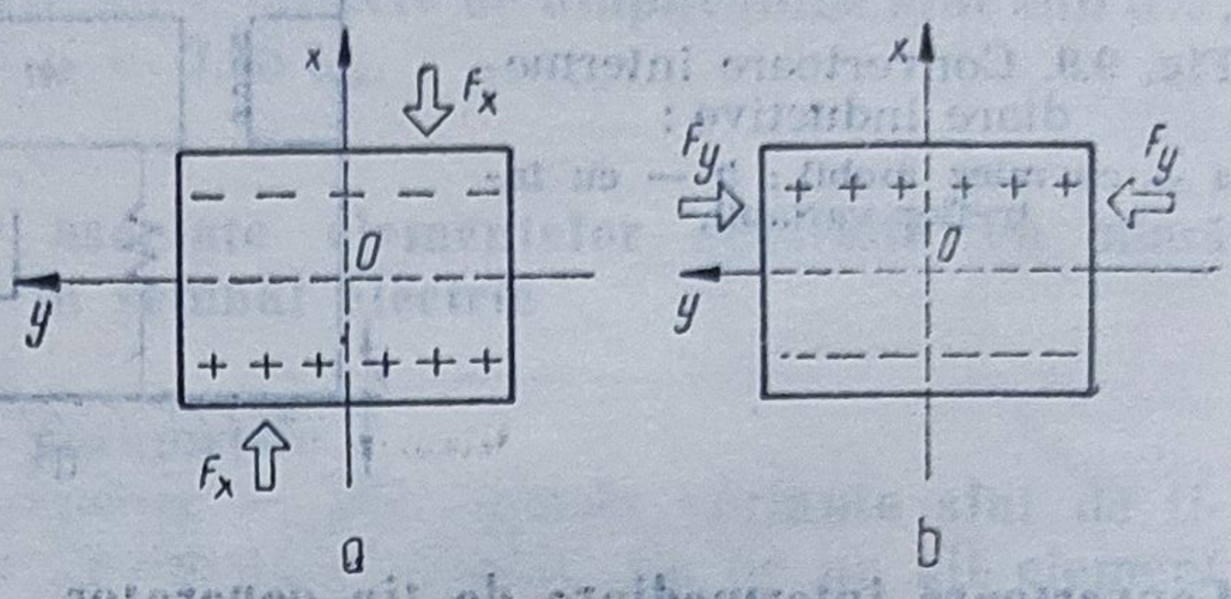


Fig. 9.12. Efectul piezoelectric : *a* — longitudinal ; *b* — transversal.

Cristalul de cuarţ prezintă din punct de vedere al fenomenului de piezoelectricitate trei axe (fig. 9.11) :

Ox — axa electrică ;
Oy — axa mecanică ;
Oz — axa neutră.

Aplicarea unei forţe pe direcţia axei *Ox* conduce la efect piezoelectric longitudinal, respectiv la apariţia unor sarcini electrice +, —, pe feţele *1—1* ale cristalului de cuarţ, valoarea sarcinii totale fiind direct proporţională cu valoarea forţei aplicate (F_x) şi nefiind influenţată de dimensiunea cristalului :

$$Q_x = dF_x \tag{9.23}$$

Aplicarea unei forţe pe direcţia *y* conduce la efect piezoelectric transversal, respectiv la apariţia unei sarcini electrice pe feţele *1—1*, de sens opus cazului anterior, sarcină care este direct proporţională cu forţa, dar depinde şi de dimensiunile constructive ale cristalului.

$$Q_y = dF_y \frac{b}{h} \tag{9.24}$$

Aceste fenomene sînt exemplificate sugestiv în figura 9.12.

Efectul piezoelectric poate fi evaluat prin utilizarea unor coeficienţi piezoelectrici :

1) coeficientul piezoelectric fundamental *d* ; indică cantitatea de sarcină electrică pe unitatea de forţă, respectiv densitatea de sarcină electrică pe unitatea de presiune. Valoarea coeficientului *d* este legată de direcţia de aplicare a forţei în raport cu axele cristalului. Unitatea de măsură este C/N sau $\frac{C/m^2}{N/m^2}$ (C — coulomb, N — newton). În cazul cristalului de cuarţ, coeficientul *d* pentru situaţia din figura 9.18, *a* este $2{,}3 \times 10^{-12}$ C/N ;

2) coeficientul g — este foarte util pentru calculul tensiunii de ieșire a unui dispozitiv piezoelectric. Relația dintre g și d este

$$g = \frac{d}{\varepsilon\varepsilon_0} \tag{9.25}$$

$\varepsilon\varepsilon_0$ — constanta dielectrică absolută a materialului piezoelectric. Unitatea de măsură este $\frac{\text{V/m}}{\text{N/m}^2}$;

3) coeficientul h — se obține prin multiplicarea coeficientului g cu modulul de elasticitate a lui Young corespunzător unei orientări adecvate a cristalelor din material. Unitatea de măsură $\frac{\text{V/m}}{\text{m/m}}$;

4) coeficientul k — coeficient de cuplare, reprezintă rădăcina pătrată a raportului dintre energia mecanică acumulată în cristal și energia electrică absorbită de cristal, sau invers

$$k = \sqrt{h \cdot d} \quad [\%] \tag{9.26}$$

Sensibilitatea cristalului de cuarț poate fi analizată prin intermediul coeficientului d. Se constată că variațiile de temperatură pot influența efectul piezoelectric, fapt ce este exemplificat în diagrama din fig. 9.13.

Între 20—200°C descreșterea coeficientului d se face aproximativ liniar cu o pantă de —0,016% pe grad °C. La temperaturi mai înalte apare o variație importantă atît a rezistenței mecanice a materialului, cît și a constantei dielectrice, ceea ce afectează substanțial efectul piezoelectric.

Proprietățile funcționale ale unui convertor piezoelectric pot fi deduse dacă parametrii mecanici care descriu funcționarea sînt echivalați cu parametri electrici. Acest lucru se poate face utilizînd analogiile electro-mecanice. Aceste analogii se bazează pe identitatea formală a ecuațiilor diferențiale aplicabile unui sistem mecanic, cu acelea care descriu funcționarea unui circuit electric echivalent. De exemplu:

Expresia puterii mecanice este

$$P = \frac{Fx}{t} = \frac{mx^2}{t^2} \text{(pentru sisteme liniare)} \tag{9.27}$$

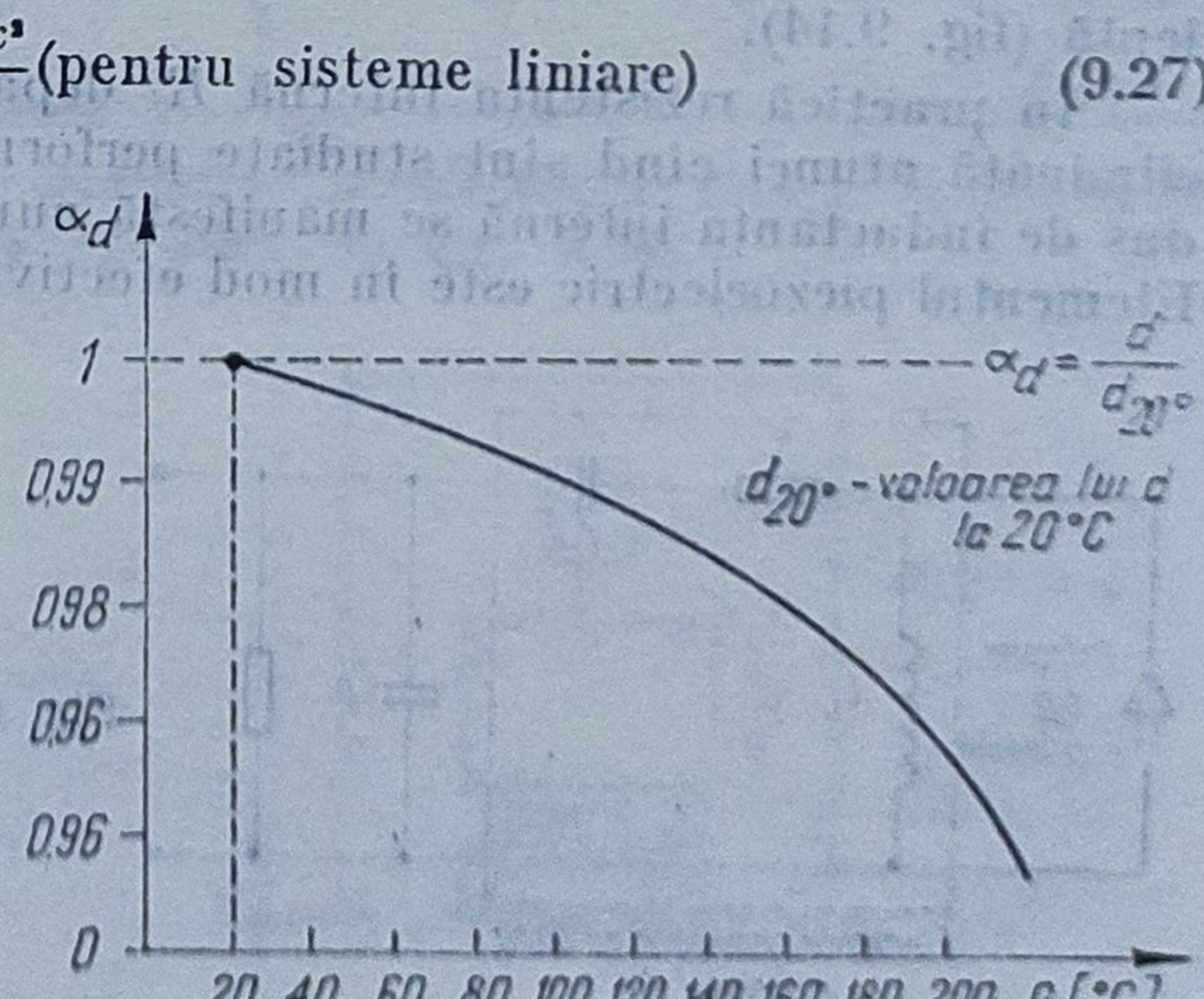


Fig. 9.13. Caracteristica sensibilitate/temperatură.

iar expresia puterii electrice într-un circuit este :

$$P = ie \tag{9.28}$$

în care x este deplasare ; t — timp ; m — masă ; i — curent ; e — tensiune.

Egalînd (9.27) cu (9.28) se obține $ie = \frac{Fx}{t} = \frac{mx^2}{t^2}$.

Această egalitate poate fi scrisă și

$$i \cdot n = \frac{x}{t} = v \; ; \quad \frac{e}{n} = F \tag{9.29}$$

Factorul de conversie n indică modul în care se realizează analogia electro-mecanică. În cazul dispozitivelor piezoelectrice la care există o compatibilitate directă F — tensiune, $n = 1$, rezultînd următoarele analogii (tabelul 9.2).

Tabelul 9.2

Analogii electro-mecanice

Mărimi mecanice	Mărimi electrice
Masă	Inductanță
Resort	Capacitate
Rezistență	Rezistență
Forță	Tensiune
Vitezá	Curent
Deplasare	Sarcină

Pe baza tabelului 9.2 și ținînd seama de funcționarea unui cristal piezoelectric, se poate deduce pentru acesta următoarea schemă electrică echivalentă (fig. 9.14).

În practică rezistența internă R_i depășește 10^9 Ω și de aceea poate fi eliminată atunci cînd sînt studiate performanțele elementului. Efectul produs de inductanța internă se manifestă numai în cazul frecvențelor ridicate. Elementul piezoelectric este în mod efectiv o capacitate care produce sarcini

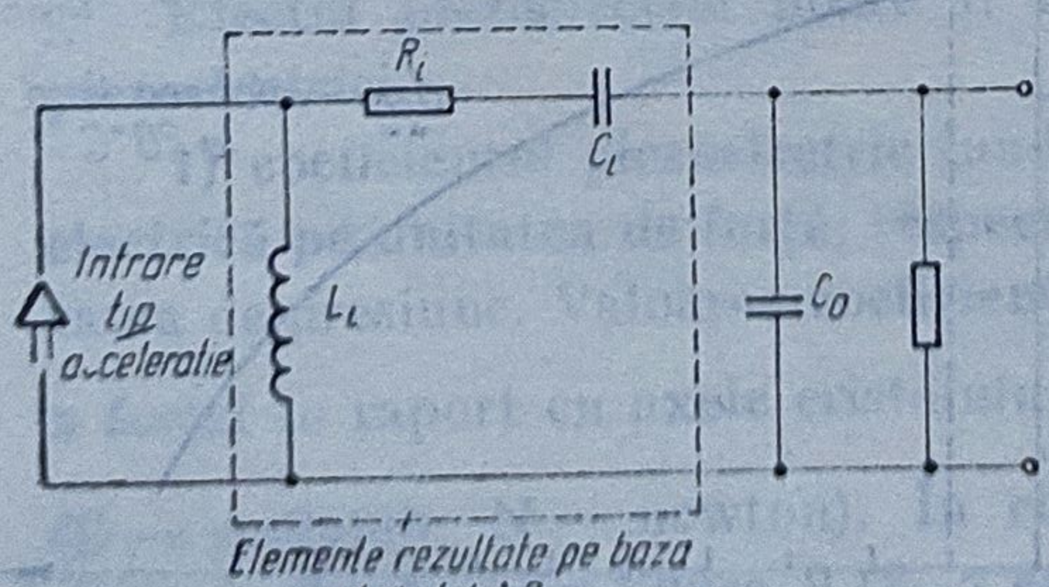


Fig. 9.14. Schema echivalentă a cristalului de cuarț.

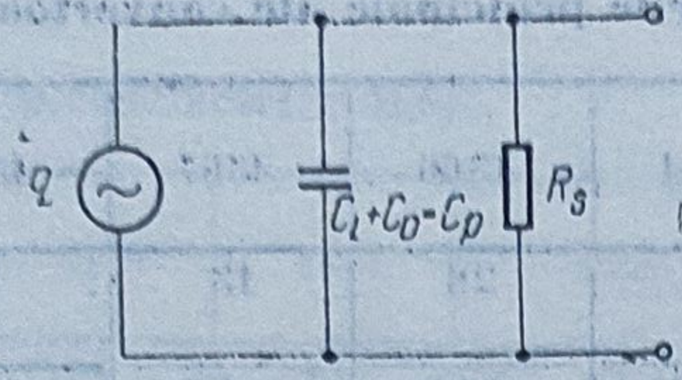


Fig. 9.15. Cristalul piezoelectric considerat ca generator de sarcini electrice.

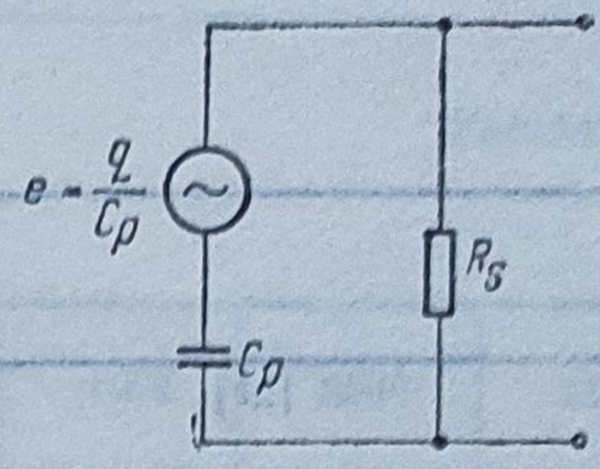


Fig. 9.16. Cristalul piezoelectric considerat ca generator de tensiune electrică.

electrice între plăcile sale, proporţionale cu forţa aplicată. Ţinînd seama de toate considerentele expuse, circuitul din fig. 9.14 poate fi redus la cel din fig. 9.15.

Dacă se ţine seama că $e=\frac{q}{C_p}$, rezultă schema echivalentă din fig. 9.16.

Pe baza schemelor din fig. 9.15 şi fig. 9.16 sînt construite schemele de măsurare (adaptare) utilizate pentru cristalele piezoelectrice.

În tabelul 9.3 sînt prezentate cîteva materiale care prezintă fenomenul de piezoelectricitate.

Tabelul 9.3

Materiale care prezintă fenomenul de piezoelectricitate

Material	ε	Coeficientul d [10^{-12} C/N]	Coeficientul g $\left[10^{-3}\ \frac{\text{V/m}}{\text{N/m}^2}\right]$	Coeficientul k [%]	Modulul Young [10^9 N/m^2]	Temperatura maximă de lucru [°C]	Umiditate [%]
Cuarţ	4,5	2,3	58	11	80	550	0—100
Titanat de bariu	1 700	190	12,6	50	110	70	0—100
Zirconat titanat de plumb	630	90	16,1	9,3	6	250	0—100

Schema de principiu a unui convertor piezoelectric este prezentată în fig. 9.17, iar soluţia constructivă de bază, în fig. 9.18.

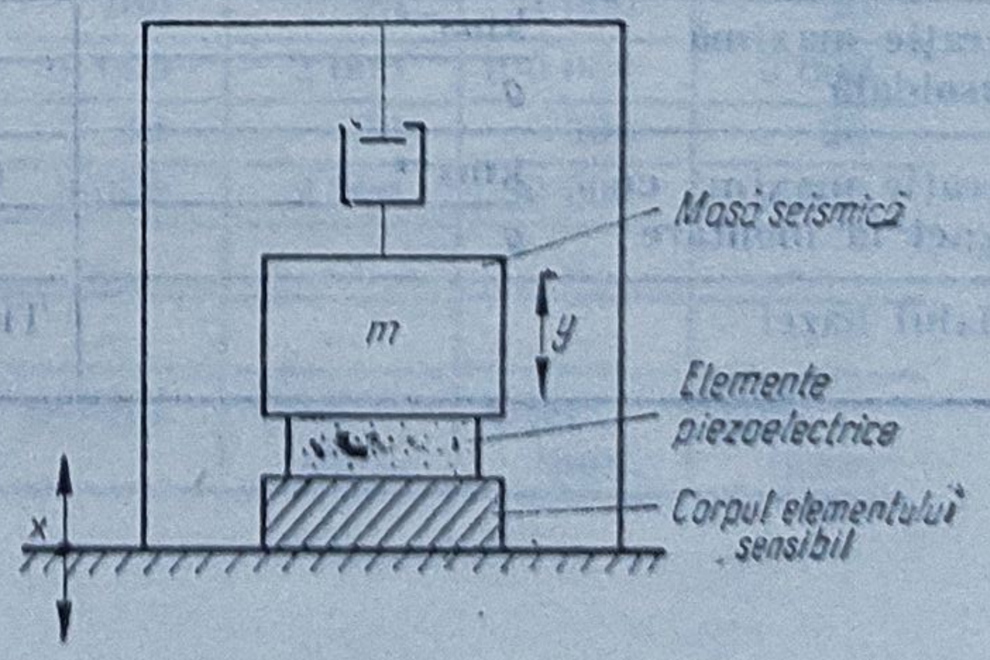


Fig. 9.17. Schema de principiu a unui convertor intermediar piezoelectric.

Caracteristicile principale ale convertoarelor

		4321	4344	4366	4367	4368
Greutate	[gf]	55	2	28	13	30
Sensibilitate de tensiune S_e	mV/ms^{-2}	~0,8	~0,25	~4,0	~1,5	~4,0
	mV/g	~8	~2,5	~40	~15	~40
Sensibilitate de sarcină	pC/ms^{-2}	1±2%	~0,25	~4,5	~2	~4,5
	pC/g	~10	~2,5	~45	~20	~45
Frecventa mecanică	[kHz]	40	70	27	32	27
Domeniul de frecvenţe	5%	1–8700	1–14000	0,2–5400	0,2–6600	0,2–5400
	10%	1–12000	1–21000	0,2–9000	0,2–10 600	0,2–9000
Capacitate, inclusiv cablu	pF	1 200	1 000	1 200	1 200	1 200
Sensibilitate maximă transversală	%	<4	<4	<4	<4	<4
Tip material piezoelectric		ZTP	ZTP	ZTP	ZTP	ZTP
Varianta constructivă		FD	C	FD	FD	FD
Sensibilitate la modificarea bazei	ms^{-2}/μ efort	0,02	0,3	0,006	0,008	0,006
	g/μ efort	0,002	0,03	0,0006	0,0008	0,0006
Sensibilitate de temperatură	$ms^{-2}/°C$	0,8	50	0,1	0,4	0,1
	$g/°C$	0,08	5	0,01	0,04	0,01
Sensibilitate magnetică	ms^{-2}/T	7	5	3	6	3
	g/kGauss	0,07	0,05	0,03	0,06	0,03
Sensibilitate acustică	ms^{-2}	0,01	0,1	0,002	0,005	0,002
	g	0,001	0,01	0,0002	0,0005	0,0002
Rezistenţa de izolare la 20°C	GΩ	20	20	20	20	20
Temperatura max. de lucru	°C	250	250	250	180	250
Şocul maxim de-a lungul axei principale	kms^{-2}	10	140	50	100	50
	g	1 000	14 000	5 000	10 000	5 000
Acceleraţie maximă sinusoidală	kms^{-2}	5	30	20	30	20
	g	500	3 000	2 000	3 000	2 000
Acceleraţie maximă cu magnet la montare	kms^{-2}	0,75	–	1	2	1
	g	75	–	100	200	100
Materialul bazei		Titan	Titan	Oţel inox.	Titan	Oţel inox.

ZTP zirconat titanat de plumb ;
C — cuarţ selectat, care are o stabilitate pronunţată cu temperatura :
CFS — ceramică feroelectrică specială.

Tabelul 9.4

intermediare piezoelectrice B&K

4369	4370	4371	8305	8306	8307	8308	8309	8310
11	54	11	40	500	0,4 excl. cablu	100	3 excl. cablu	100 excl. cablu
~1,5	~10	~1	–	1000±2%	~0,22	~1	~0,03	~1
~15	~100	~10	–	~10 000	~2,2	~10	~0,3	~10
~2	10±2%	1±2%	~0,12	1000±2%	~0,07	1±2%	~0,004	1±2%
~20	~100	~10	~1,2	~10000	~0.7	~10	~0.04	~10
32	18	35	30 cu sarcină 20 gm	4,5	75	30	180	30
0,2-6600	0,2-3500	0,2-7000	1%0,2—3100	10%0.2—1 000	1-15000	1-6000	1-36000	1-6000
0,2-10600	0,2-6000	0,2-12000	2%0,2-4400	3dB0.06-1250	1-25000	1-10000	1-60000	1-10000
1 200	1 200	1 200	180	1 000	300	1 100	90	1 900
<4	<4	<4	<2	<5	<5	<3	<5	<3
ZTP	ZTP	ZTP	C	ZTP	ZTP	CFS	CFS	CFS
FD	FD	FD	C	C	FS	C	C	C
0,008	0,003	0,02	Max. 0,1 Norm. 0,003	0,0005	0,03	0,08	5	0,008
0,0008	0,0003	0,002	Max. 0,01 Nor. 0,0003	0,00005	0,003	0,008	0,5	0,008
0,4	0,08	0,8	0,5	0,005	20	20	400	20
0,04	0,008	0,08	0,05	0,0005	2	2	40	2
6	1,2	7	1	2	3	25	20	25
0,06	0,012	0,07	0,01	0,02	0,03	0,25	0,2	0,25
0,005	0,001	0,01	0,008	0,0003	0,3	0,003	4	0,003
0,0005	0,0001	0,001	0,0008	0,0003	0,03	0,0003	0,4	0.0003
20	20	20	1000 la 20°C 10 la 200°C	—	20	20 la20°C 2MΩ la 400°C	20	20 la 20°C 2 MΩ la 400°C
180	250	250	200	85	200	400	120	400
100	20	200	10	1	100	20	1 000	20
10 000	2 000	20 000	1 000	100	10 000	2 000	100 000	2 000
30	20	60	10	0,3	30	20	300	20
3 000	2 000	6 000	1 000	30	3 000	2 000	30 000	2 000
2	0,5	2	1	0,05	—	—	—	—
200	50	200	100	5	—	—	—	—
Titan	Oţel inox.	Titan	Oţel inox.	Oţel inox.	Beriliu	Oţel inox.	Oţel inox.	Oţel inox.

FD — forfecare delta ;
C — compresiune ;
Fl — forfecare inelară

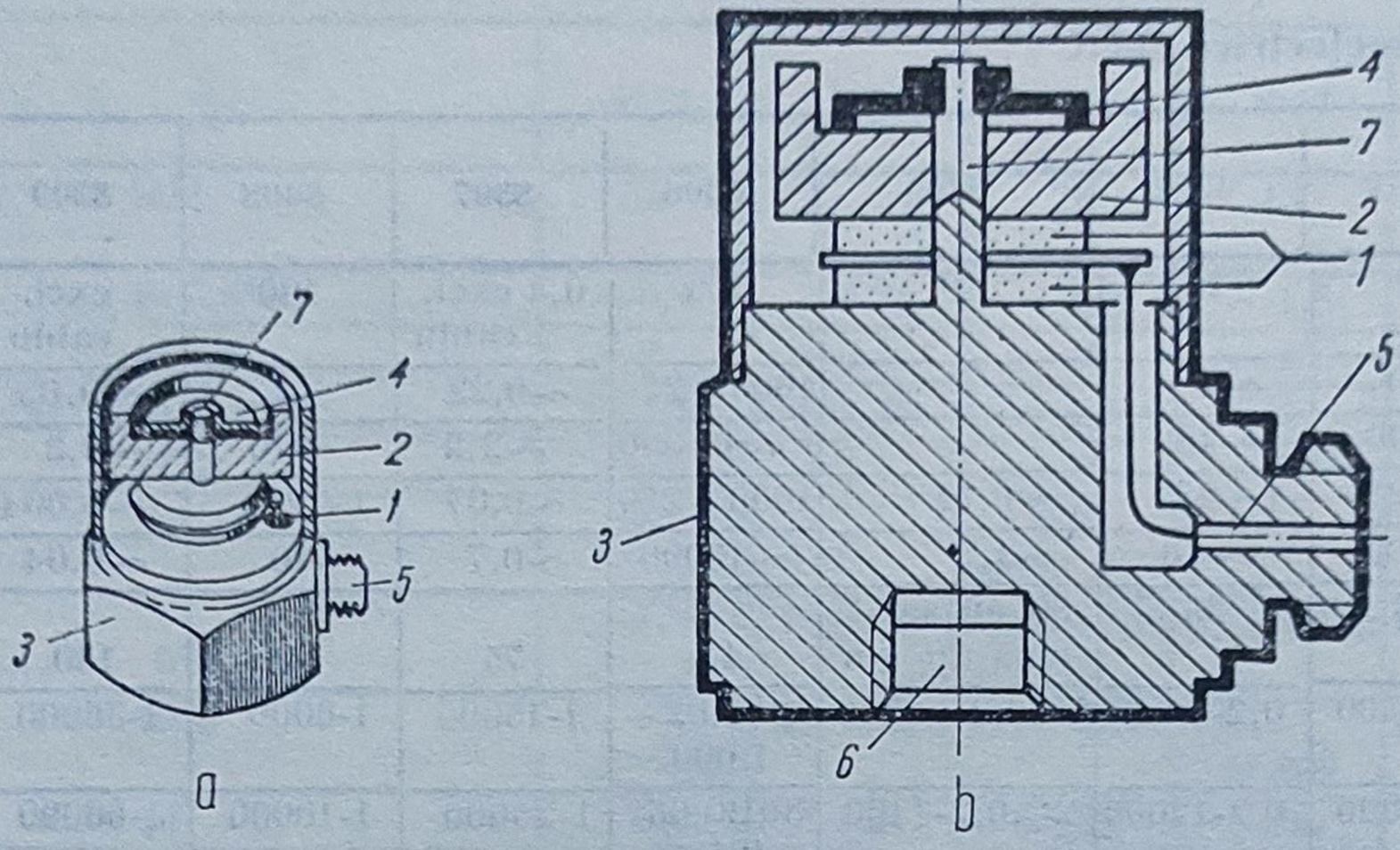


Fig. 9.18. Structura constructivă a unui ansamblu (element sensibil și convertor intermediar) piezoelectric :
a — vedere de ansamblu ; *b* — secțiune.

Convertorul cuprinde un număr de rondele *1* realizate din materiale piezoelectrice ; masa seismică *2* asigură prestrîngerea discurilor piezoelectrice ; pe corpul *3* prin presarea ei de către arcul *4*. Mișcarea vibratorie, avînd accelerația a, deplasează masa seismică m, dînd naștere unei forțe F care presează discurile, determinînd generarea unor sarcini electrice proporționale cu accelerația.

Varianta constructivă din fig. 9.18 se bazează în esență pe aplicarea unei forțe de compresiune asupra elementelor piezoelectrice. Convertoarele construite astfel sînt robuste, cu sensibilitate bună și rezistă la nivele ridicate ale vibrațiilor continue și șocurilor. Ansamblul element piezoelectric-masă-arc este montat pe un cilindru central 7 atașat bazei dispozitivului piezoelectric, ceea ce determină o bună izolare de pereții dispozitivului, permițînd astfel obținerea unor frecvențe de rezonanță ridicate.

În afara acestei soluții constructive de bază, se mai construiesc și convertoare piezoelectrice în care influența solicitărilor se efectuează prin forțe de forfecare (tangențiale). Astfel există varianta cu forfecare inelară (annular shear) prezentată în fig. 9.19 *a*, cu forfecare „delta“ (delta shear) prezentată în fig. 9.19 *b* și forfecare planară 9.19 *c* (aceleași repere ca în fig. 9.18).

În continuare se prezintă parametrii funcționali și constructivi specifici convertoarelor prizoelectrice, tabelul 9.4 conținînd specificarea acestor parametri.

a) *Sensibilitatea.* Circuitul echivalent al unui convertor cu cablul de conexiune este prezentat în fig. 9.20. Elementul piezoelectric acționează ca o capacitate C_a în paralel cu o rezistență R_a de valoare foarte mare, care poate fi ignorată, fiind montată în paralel. Elementul piezoelectric poate fi considerat fie ca o sursă de sarcină Q_a (fig. 9.20 *a*) în paralel cu C_a, fie ca o sursă de tensiune V_a în serie cu C_a (fig. 9.20 *b*) ; C_a reprezintă capacitatea cablului.

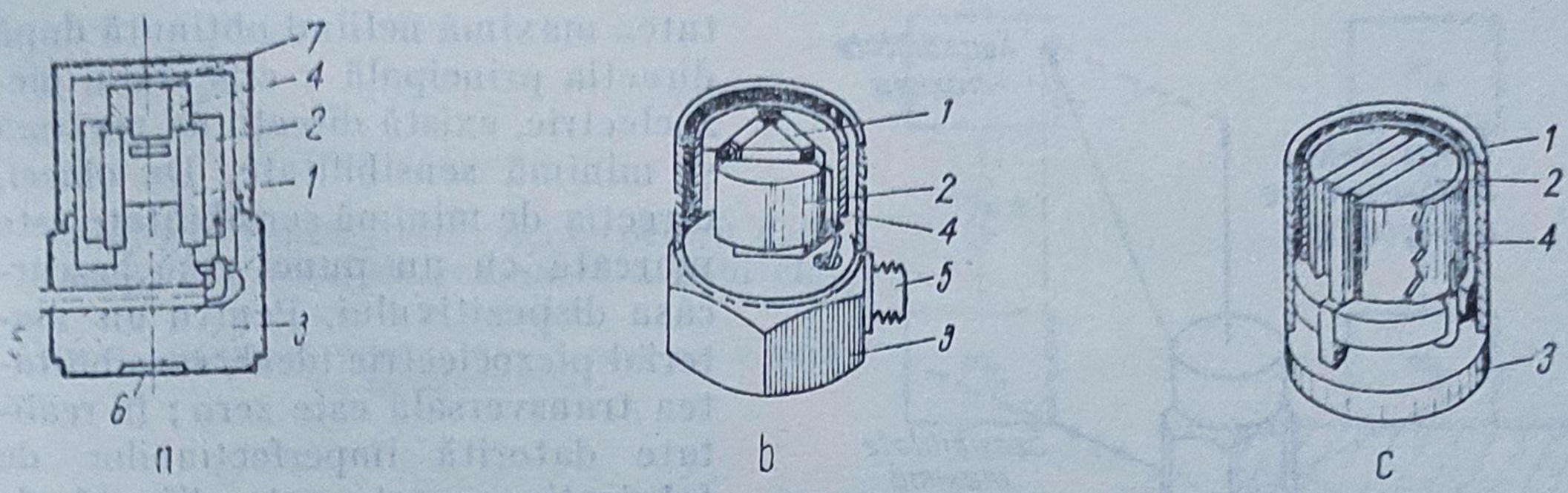


Fig. 9.19. Variante constructive ale convertoarelor piezoelectrice bazate pe forfecare.

În consecință, sensibilitatea unui convertor piezoelectric este exprimată în funcție de modul de echivalare a acestuia :

$$S_v = \frac{V_a}{a} = \text{sensibilitatea de tensiune, în} \begin{cases} \dfrac{\text{mV}}{\text{ms}^{-2}} \\ \dfrac{\text{mv}}{g} \end{cases} (9{,}81\ \text{ms}^{-2} = 1g) \quad (9.30)$$

$$S_Q = \frac{Q_a}{a} = \text{sensibilitatea de sarcină, în} \frac{\text{pC}}{\text{ms}^{-2}} = \begin{cases} \dfrac{\text{pC}}{\text{ms}^{-2}} \\ \dfrac{\text{pC}}{g} \end{cases} \quad (9.31)$$

După cum se observă din fig. 9.20 *b*, tensiunea V_a este dependentă de capacitatea cablului ; din acest motiv totdeauna factorul de calibrare pentru determinarea sensibilității de tensiune a unui convertor trebuie să țină cont și de cablul atașat lui. Dacă se utilizează alte cabluri decît cele specificate, se introduc coeficienți de corecție dependenți de capacitatea noului cablu, sau se determină noua sensibilitate de tensiune.

Un parametru care prezintă mare importanță pentru funcționarea corespunzătoare a convertoarelor este sensibilitatea transversală, care se determină în funcție de accelerațiile aplicate sub unghiuri drepte față de axa principală ; se exprimă în procente față de sensibilitatea (de sarcină sau tensiune) măsurată pe direcția principală. Se observă din fig. 9.21 că sensibili-

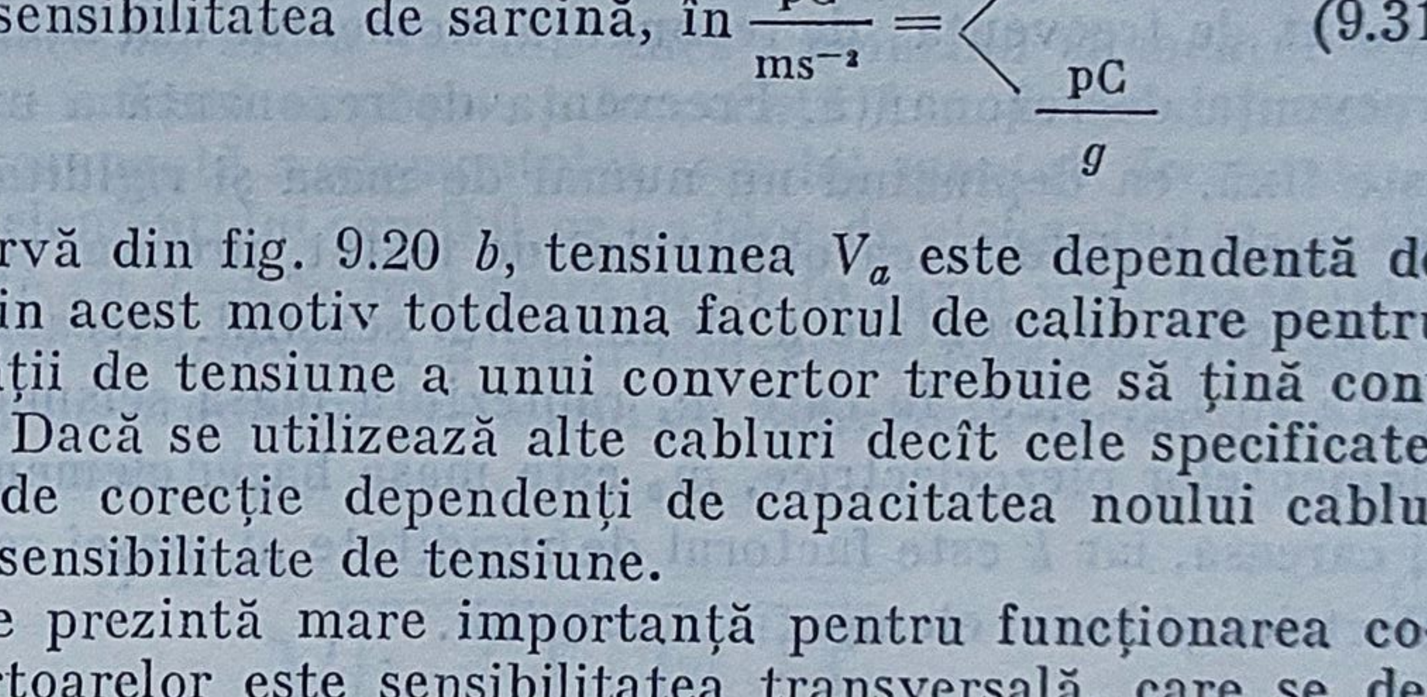


Fig. 9.20. Circuite echivalente ale unui convertor intermediar piezoelectric :
a — schema echivalentă a generatorului de sarcină ;
b — schema echivalentă a generatorului de tensiune.

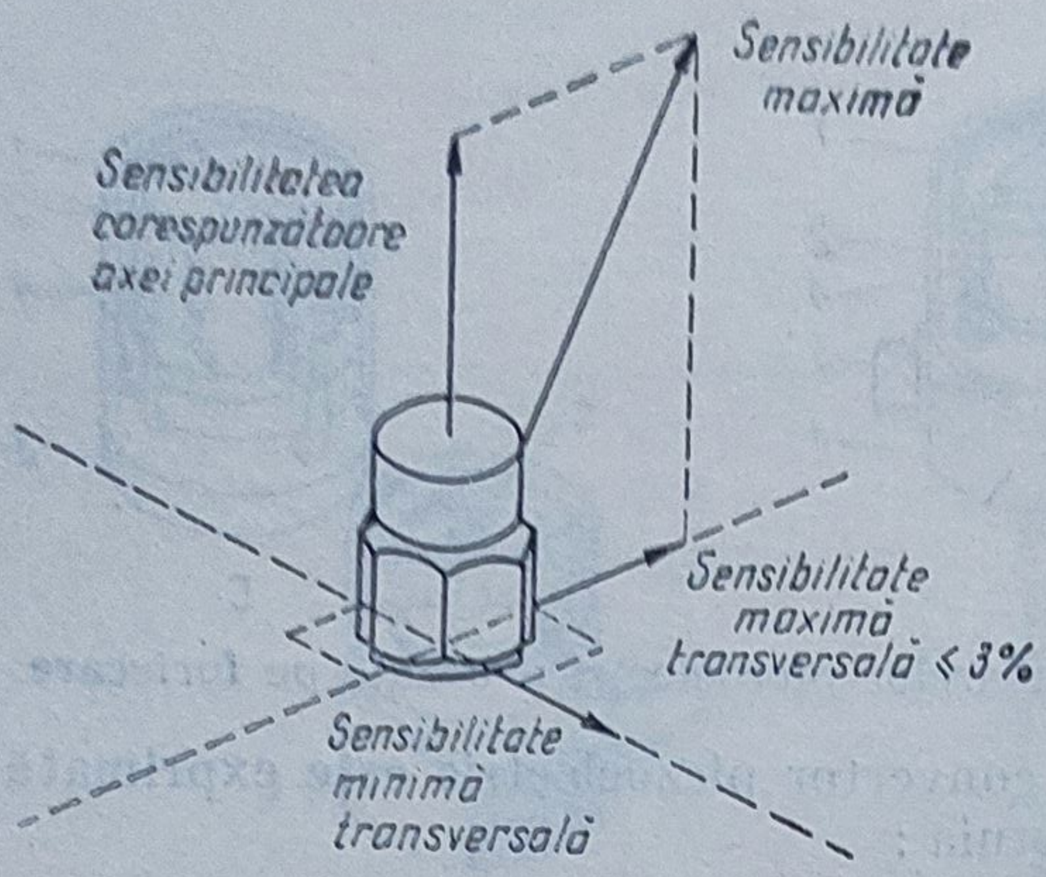


Fig. 9.21. Reprezentarea vectorială a sensibilităţii transversale.

tatea maximă nefiind obţinută după direcţia principală a cristalului piezoelectric, există direcţii de maximă şi minimă sensibilitate. De obicei, direcţia de minimă sensibilitate este marcată cu un punct roşu pe carcasa dispozitivului. Pentru un material piezoelectric ideal, sensibilitatea transversală este zero ; în realitate datorită imperfecţiunilor de fabricaţie aceasta este diferită de zero, putînd ajunge pînă la 3% din sensibilitatea principală. Dependenţa în funcţie de frecvenţă a acestei sensibilităţi transversale este prezentată în fig. 9.22.

De o mare importanţă pentru aceste convertoare este faptul că în permanenţă vibraţiile şi şocurile transversale să fie sub nivelele limită acceptate, în caz contrar putîndu-se degrada.

b) *Dependenţa de frecvenţă.* După cum se observă şi din fig. 9.22, domeniul de frecvenţă în care răspunsul dinamic al convertorului rămîne liniar este limitat de frecvenţa de rezonanţă, domeniul util fiind în general egal cu 0,3 frecvenţa de rezonanţă. Frecvenţa de rezonanţă a unui element sensibil nu este fixă, ea depinzînd nu numai de masa şi rigiditatea dispozitivului, ci şi de masa şi rigiditatea obiectului de testat, precum şi de gradul de rigiditate al metodei de montare a elementului sensibil. Această dependenţă este ilustrată în fig. 9.23, în care m_s reprezintă masa seismică ce acţionează asupra elementelor piezoelectrice, m_b este masa bazei elementului sensibil, incluzînd şi carcasa, iar k este factorul de rigiditate al masei seismice, discurilor piezoelectrice şi bazei elementului sensibil.

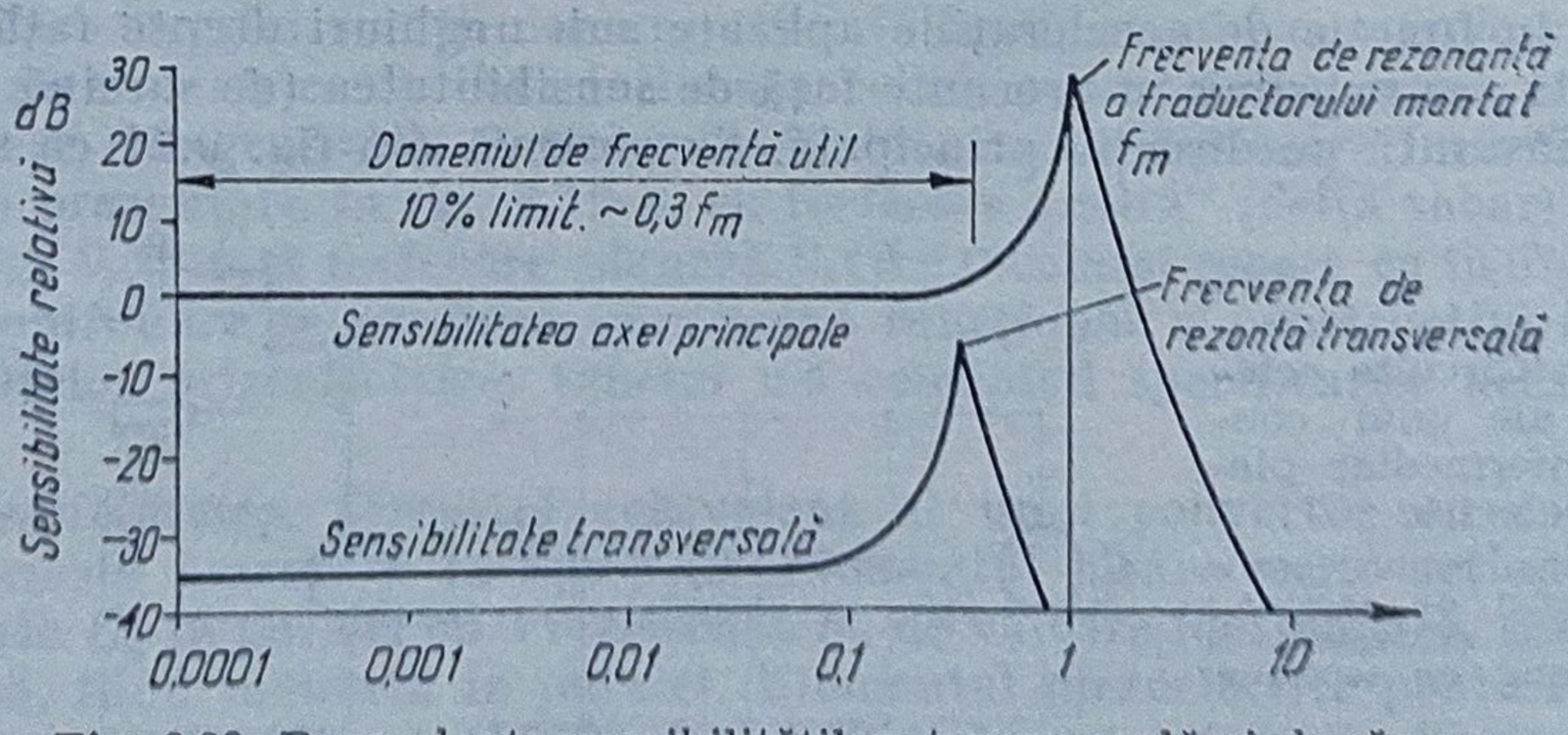


Fig. 9.22. Dependenţa sensibilităţilor, transversală şi după axa principală, în funcţie de frecvenţă.

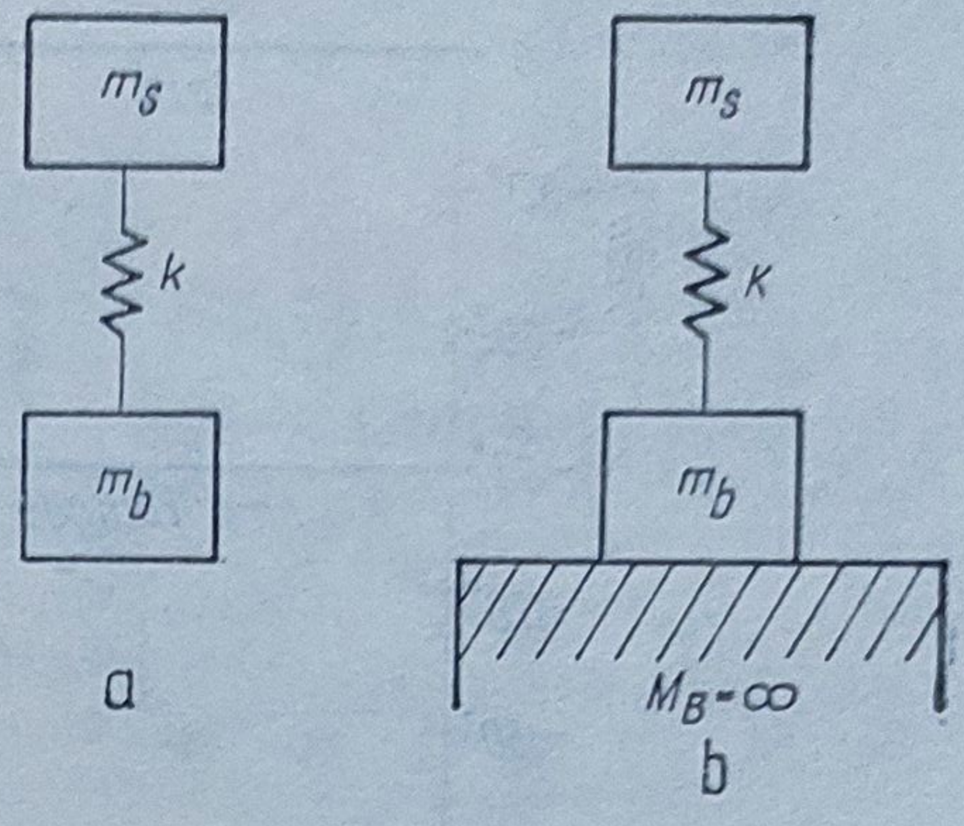


Fig. 9.23. Scheme echivalente pentru definirea frecvenţei de rezonanţă a unui element sensibil :
a — suspendare liberă ; *b* — montat pe o bază cu masa infinită.

Pentru situaţia din fig. 9.23*a* frecvenţa reală de rezonanţă a elementulu sensibil este

$$f_r = f_0 \sqrt{1+\frac{m_s}{m_b}} \tag{9.32}$$

în care $f_o = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{k}{m_s}}$ este frecvenţa proprie de rezonanţă a masei seismice. Se observă din relaţia (9.32) că se obţine o frecvenţă foarte mare de rezonanţă dacă masa bazei m_b are o valoare mică ; montînd elementul sensibil pe un suport de masă infinită se obţine o frecvenţă $f_r \approx f_o$. Se defineşte prin f_m = frecvenţa de rezonanţă a elementului sensibil montat, frecvenţa obţinută prin montarea elementului sensibil pe un bloc de oţel avînd $m_b = 180$ g ; această frecvenţă este cu 2—4% mai mare decît în cazul unei mase infinite.

Curba de răspuns în frecvenţă a unui convertor piezoelectric este prezentată în fig. 9.24 ; pe ordonata graficului se reprezintă factorul de amplificare al elementului sensibil

$$A = \frac{1}{\sqrt{\left(1-\frac{f^2}{f_m^2}\right)^2 + \left(2\xi\frac{f}{f_m}\right)^2}} \tag{9.33}$$

şi faza

$$\varphi = \operatorname{arctg}\frac{2\xi\frac{f}{f_m}}{1-\left(\frac{f}{f_m}\right)^2} \tag{9.34}$$

Frecvenţa limită superioară este determinată de rezonanţa mecanică a sistemului, respectiv de f_m şi ξ, iar frecvenţa limită inferioară — de caracteristicile cablurilor şi preamplificatoarelor alese. Pentru a se putea măsura vibraţii de frecvenţă joasă este absolut necesar ca preamplificatoarele de tensiune să aibe impedanţe de intrare de cel puţin $10^{12}\Omega$.

c) *Comportarea convertoarelor piezoelectrice la măsurarea şocurilor.* O atenţie deosebită trebuie acordată măsurării şocurilor şi altor semnale tran-

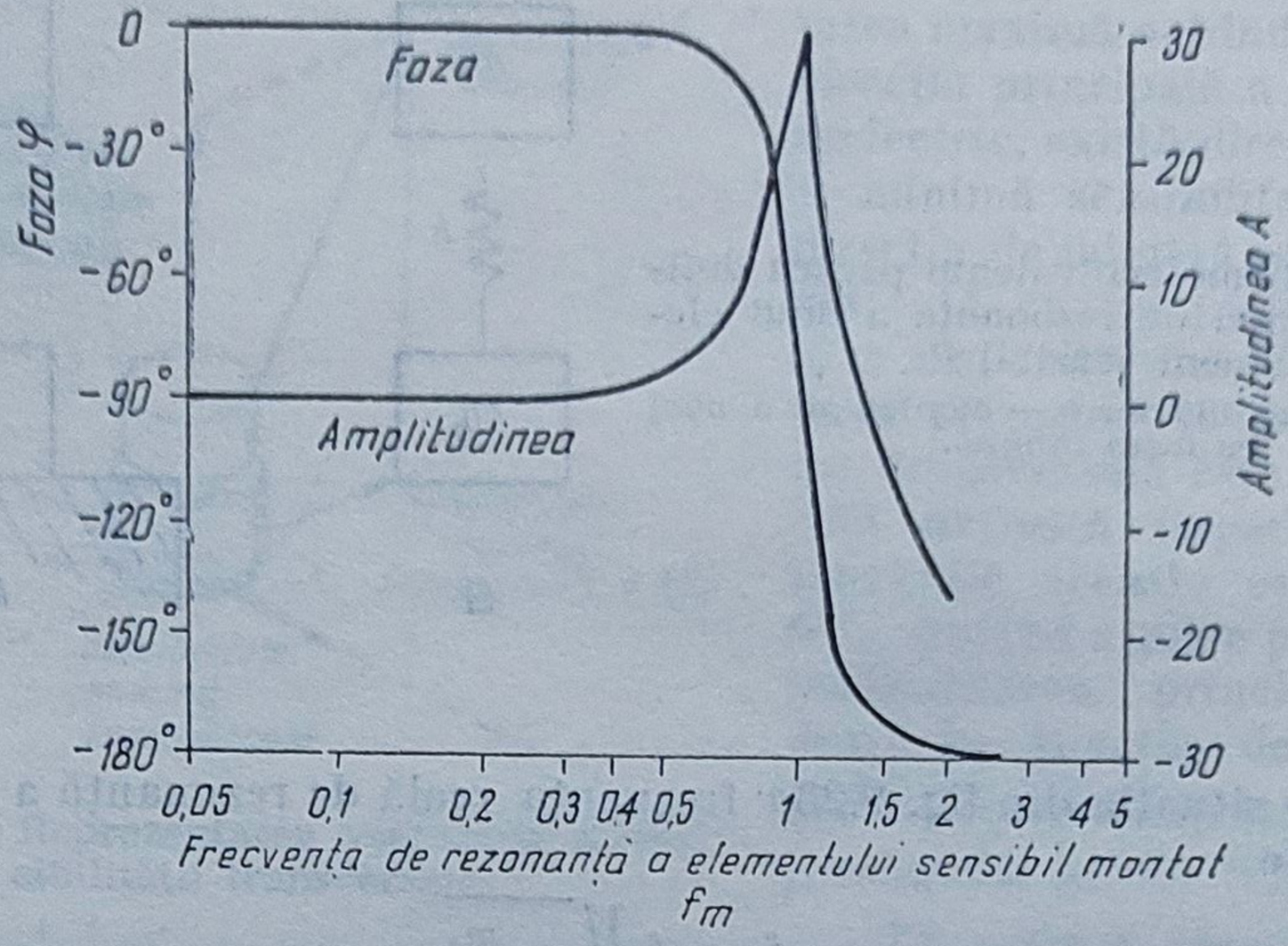


Fig. 9.24. Comportarea în domeniul frecvenței a unui convertor intermediar piezoelectric.

zitorii, întrucît pot apare erori importante, ca de exemplu eroarea de deplasare de zero (fig. 9.25 *a*) sau eroarea de „ringing“ (fig. 9.25 *b*).

Distorsiunea de deplasare de zero se datorează neliniarităților de fază generate în amplificator de componentele de joasă frecvență din semnalul real ; aceste distorsiuni nu afectează valoarea medie, însă pot influența determinarea corectă a valorii de vîrf. Pentru a se menține aceste erori în limita de 5%, trebuie ca frecvența limită inferioară de lucru a preamplificatorului să fie mai mică de $0{,}008/T$, unde T este perioada șocului sau fenomenului tranzitoriu. De asemenea, se recomandă utilizarea elementelor sensibile doar în regim de accelerometre, întrucît integrarea unui singur șoc pentru a se

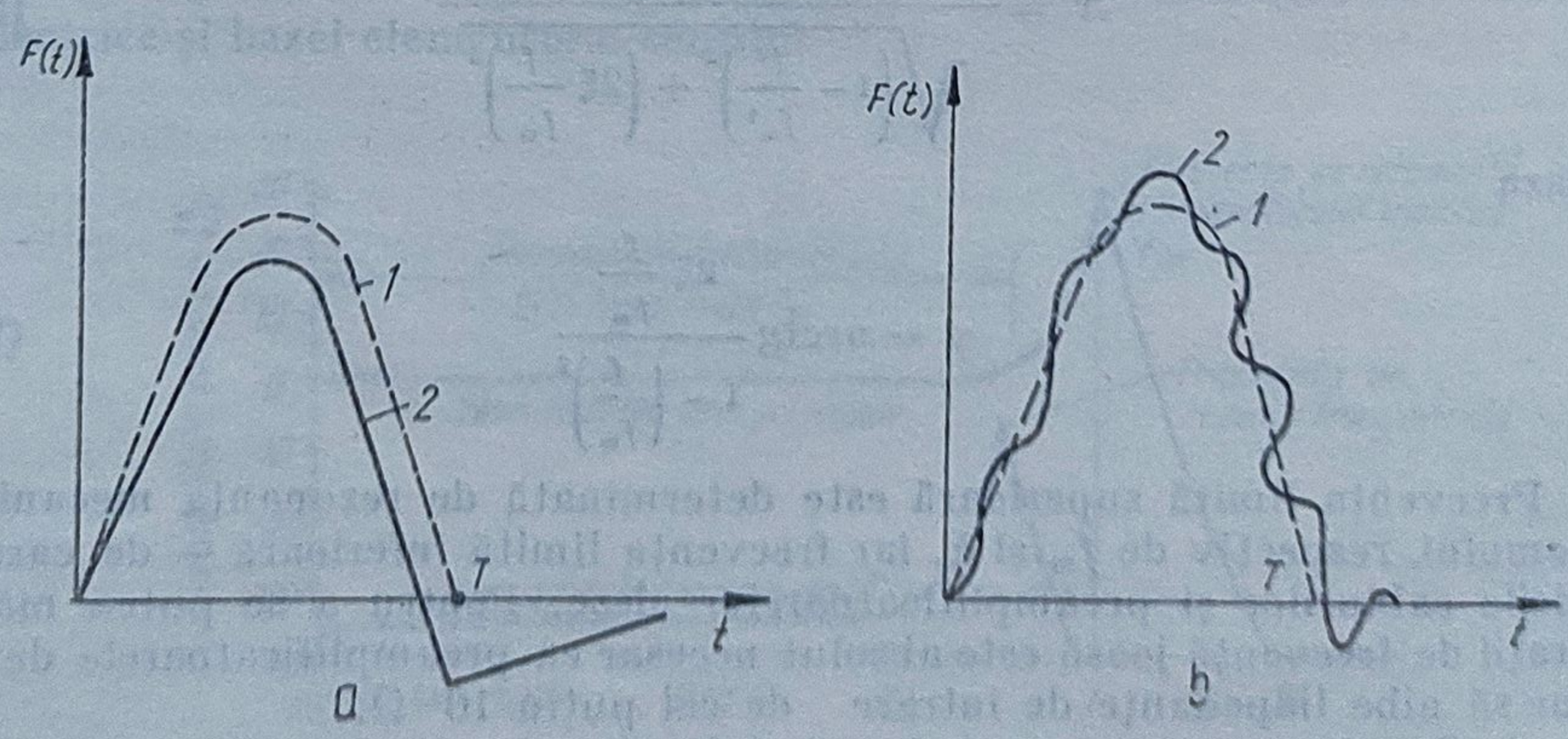


Fig. 9.25. Erori specifice care pot apare la măsurarea șocurilor :
1 — semnalul real ; *2* — semnalul analizat.

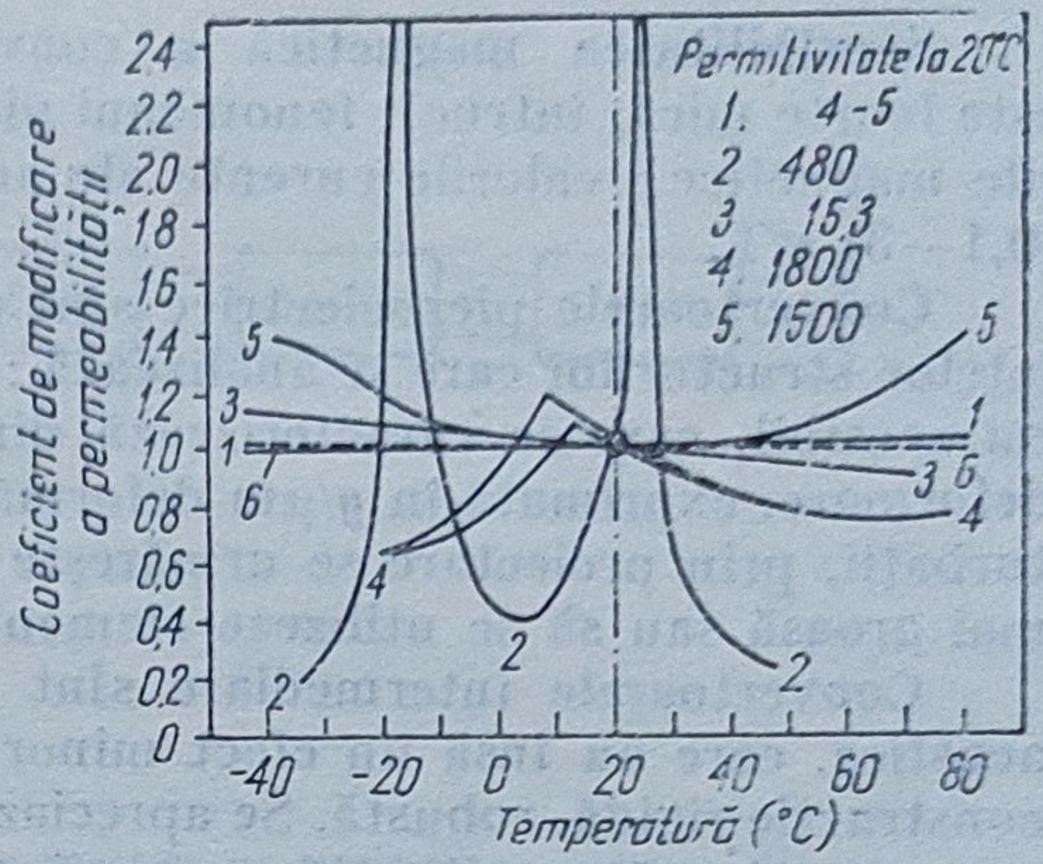


Fig. 9.26. Dependența permitivității de temperatură :

1 — cuarț ; *2* — sarea Rochelle ; *3* — dihidrogen fosfat de amoniu ; *4* — etitanat de bariu (*A*) ; *5* — titanat de bariu (*B*) ; *6* — zirconat titanat de plumb.

obține viteza sau deplasarea introduce neliniarități de fază. Deplasarea de zero poate fi produsă și de convertor, în special la aplicarea unor șocuri de nivel ridicat, ceea ce determină ca nu toată sarcina electrică acumulată pe elementul piezoelectric să fie transmisă spre măsurare.

Eroarea de „ringing“ apare atunci cînd șocul conține în spectrul său componente cu frecvențe apropiate de frecvența de rezonanță mecanică f_m ; pentru a face ca erorile să fie mai mici de 5% se impune ca frecvența f_m fie mai mică decît $10/T$; o altă modalitate de micșorare a acestor erori constă în utilizarea unui preamplificator cu un filtru trece-jos în intrare [16].

d) *Influența factorilor de mediu.*

Dacă convertoarele piezoelectrice sînt utilizate peste temperatura maximă specificată în tabelul 9.3, elementele piezoelectrice se depolarizează, ceea ce determină o pierdere permanentă a sarcinii și implicit scăderea sensibilității. Explicația acestui fenomen constă în modificarea cu temperatura a permitivității materialelor piezoelectrice. Analizînd fig. 9.26 se constată, de exemplu, că sarea Rochelle nu poate fi acceptată ca material pentru elementele sensibile piezoelectrice datorită instabilității proprietăților sale cu temperatura. De asemenea, există diverse variante de titanat de bariu care se comportă diferit în raport cu temperatura. În schimb, zirconatul-titanatul de plumb are practic aceeași stabilitate ca și cuarțul. O soluție pentru creșterea stabilității în timp și cu temperatura a sensibilității o constituie îmbătrînirea artificială. Alte aspecte privind comportarea acestor materiale piezoelectrice pot fi găsite în [9], [15].

În același timp apare și o variație a mărimii de ieșire în funcție de temperatură, datorită în special efectului piroelectric care apare în ceramicile feroelectrice polarizate și efectelor de dilatare și contracție a structurii de bază a elementului sensibil sub acțiunea variațiilor de temperatură. Aceste caracteristici sînt supărătoare în special la măsurările de accelerații de joasă frecvență și nivel mic și se elimină fie printr-o alegere adecvată a convertorului și preamplificatorului, fie prin utilizarea unei izolări termice corespunzătoare [11].

Sensibilitatea magnetică a convertoarelor intermediare piezoelectrice este foarte mică, întrucît fenomenul piezoelectric nu este influenţat de cîmpurile magnetice ; valorile curente ale acestui factor sînt cuprinse în domeniul (0,1—3) g/T.

Convertoarele piezoelectrice sînt supuse la acţiunea deformărilor suprafeţelor structurilor care se analizează ; aceste deformări se transmit elementului sensibil, care se caracterizează din acest motiv şi prin sensibilitatea de deformare, exprimată în $g/\mu m$ deformări. Ca măsuri de atenuare a acestei perturbaţii, prin proiectare se urmăreşte ca baza elementului sensibil să fie cît mai groasă sau să se utilizeze elemente suplimentare de izolare.

Convertoarele intermediare sînt influenţate inevitabil şi de semnalele acustice, care au însă un efect minor în cazul unor elemente sensibile cu o construcţie rigidă, robustă. Se apreciază că un efect mai nociv îl au zgomotele generate de către vibraţiile proprii de înaltă frecvenţă, în comparaţie cu excitarea acustică directă. O atenţie deosebită se va acorda utilizării acestor convertoare pentru măsurarea acceleraţiilor foarte mici în cîmpuri acustice intense.

Datorită construcţiei etanşe (se folosesc răşini epoxidice), convertoarele piezoelectrice pot fi utilizate în medii cu umiditate şi factori corosivi intenşi, fără a fi afectate caracteristicile funcţionale. De obicei, aceste elemente sînt imersibile, cu excepţia acelora pentru care se face specificaţia de interzicere.

9.3. Adaptoare pentru traductoare de vibraţii

Adaptoarele pentru traductoarele de vibraţii se diferenţiază, în funcţie de tipul convertorului intermediar, în adaptoare pentru convertoare parametrice şi adaptoare pentru convertoare generatoare.

9.3.1. Adaptoare pentru convertoare intermediare parametrice

De regulă, pentru elementele sensibile parametrice se adoptă o schemă de măsurare în punte Wheatstone, pentru elemente rezistive (mărci tensometrice, mărci piezorezistive) sau în punte Wien, Maxwell pentru elemente inductive şi capacitive (vezi cap. 7 şi cap. 10). Tensiunea de dezechilibru din punte este amplificată şi prelucrată ulterior în vederea obţinerii unor semnale de calitate corespunzătoare. În fig.9.27 se prezintă, de exemplu, structura generală a unui adaptor aparţinînd unui traductor pentru măsurarea amplitudinii vibraţiilor în cazul utilizării unui element sensibil de tip inductiv cu miez mobil în montaj diferenţial.

Masa mobilă se deplasează în interiorul a două bobine care au la echilibru aceeaşi valoare L, dar care îşi modifică valoare $L \pm \Delta L$ în funcţie de poziţia masei vibrante. Puntea de măsură cuprinde în afara celor două bobine încă două rezistenţe de valoare R ; puntea este alimentată de la o sursă de semnal sinusoidal GSS, de frecvenţă şi amplitudine bine precizate. Semnalul de dezechilibru al punţii este amplificat prin intermediul unui amplificator de curent alternativ, fiind apoi demodulat şi filtrat. În eventualitatea în care

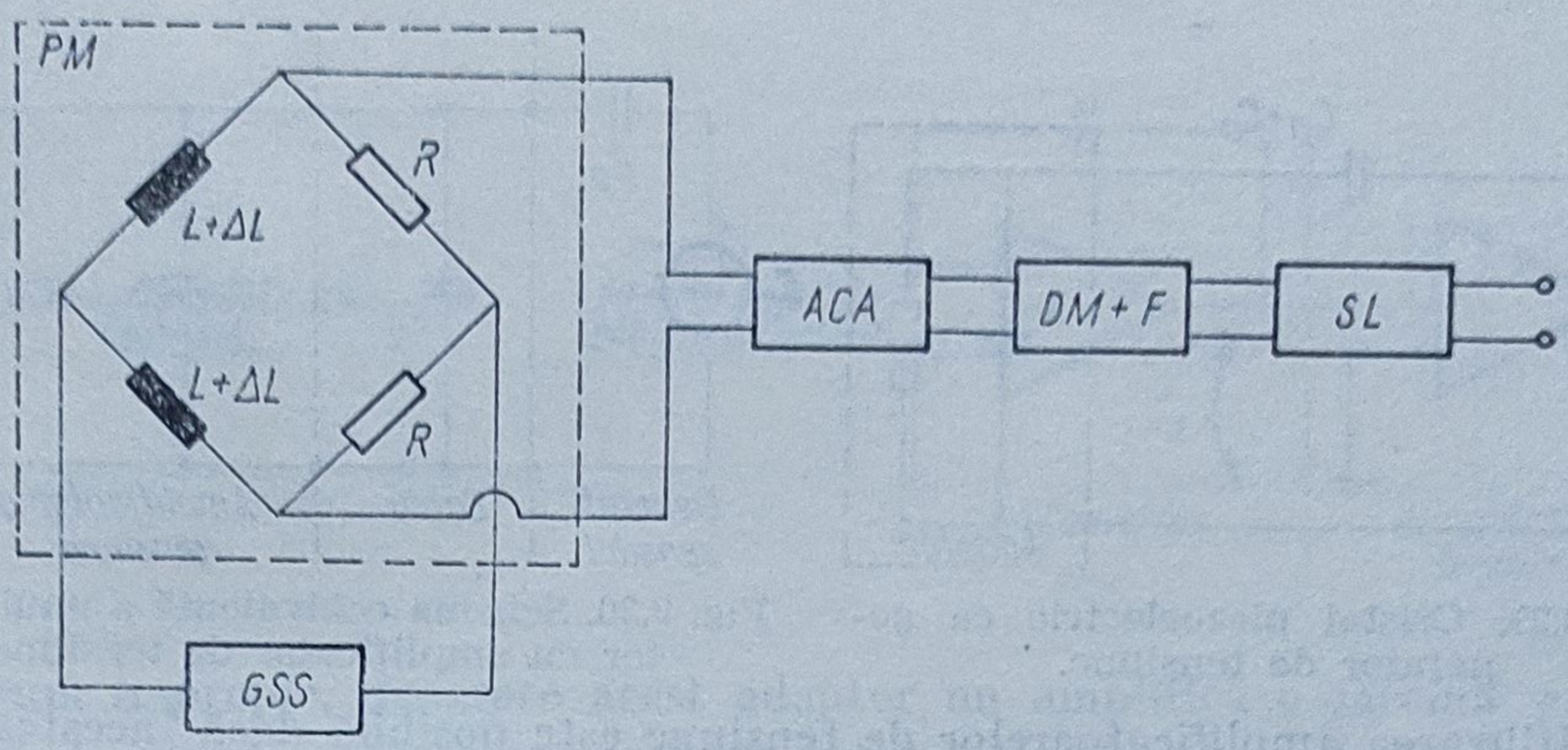


Fig. 9.27. Schema bloc a unui adaptor pentru un convertor intermediar inductiv

semnalul final prezintă neliniarități pronunțate (introduse atît de elementul sensibil, cît și de punte și celelalte elemente) se poate utiliza o schemă de liniarizare *SL*, fie pe calea directă a lanțului de măsurare, fie pe calea de reacție.

9.3.2. Adaptoare pentru convertoare intermediare generatoare

Structura tipică a unui adaptor pentru convertoare intermediare piezoelectrice este prezentată în figura 9.28. Elementul principal din adaptor este constituit de către preamplificatorul *PA*, care are rolul de a transforma impedanța de ieșire de valoare mare a convertorului intermediar în una mai mică, convenabilă pentru măsurare și analiză, precum și de a amplifica semnalul de nivel mic produs de detectorul piezoelectric. După cum s-a arătat convertorul piezoelectric poate fi considerat ca o sursă de tensiune electrică sau ca o sursă de sarcină electrică ; în consecință, se vor utiliza, în funcție de particularitățile condițiilor de măsurare, preamplificatoare de tensiune sau preamplificatoare de sarcină.

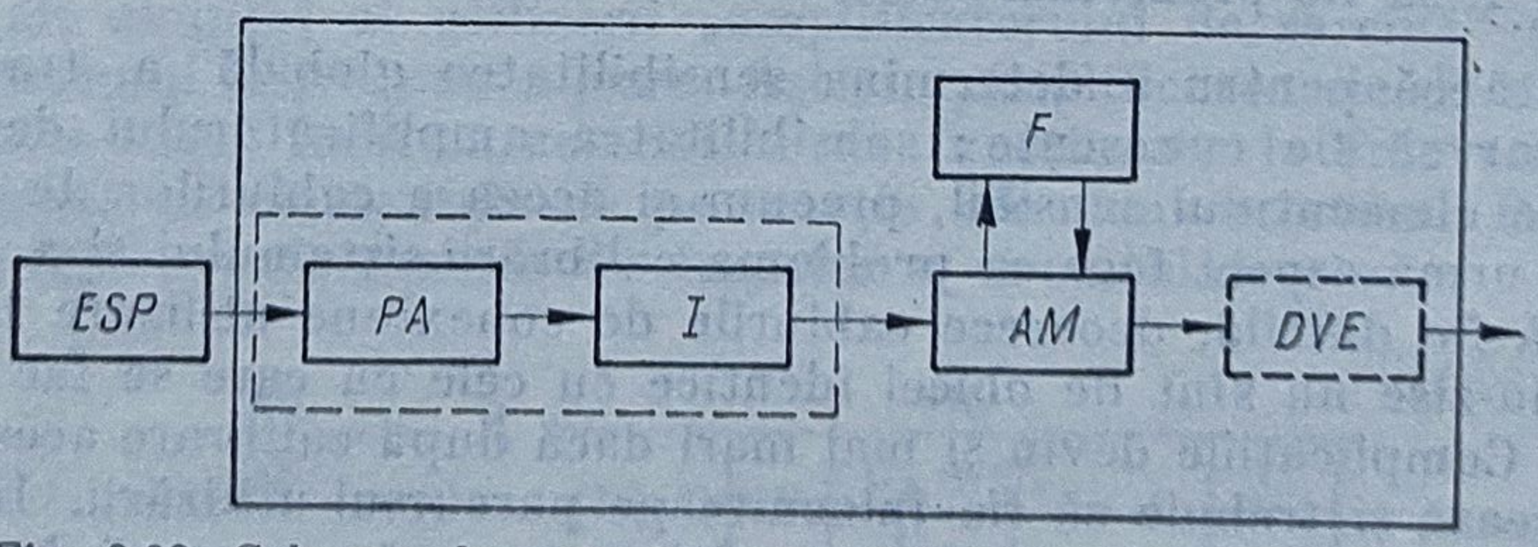


Fig. 9.28. Schema de principiu a unui adaptor pentru traductoarele piezoelectrice de vibrații :

ESP — ansamblu element sensibil și convertor intermediar piezoelectric ; *PA* — preamplificator cu impedanță mare de intrare ; *I* — integratoare pentru obținerea unor semnale proporționale cu viteza sau deplasarea ; *AM* — amplificator de măsură ; *F* — filtre care permit selectarea unor anumite domenii de frecvență ; *DVE* — detector de valoare efectivă.

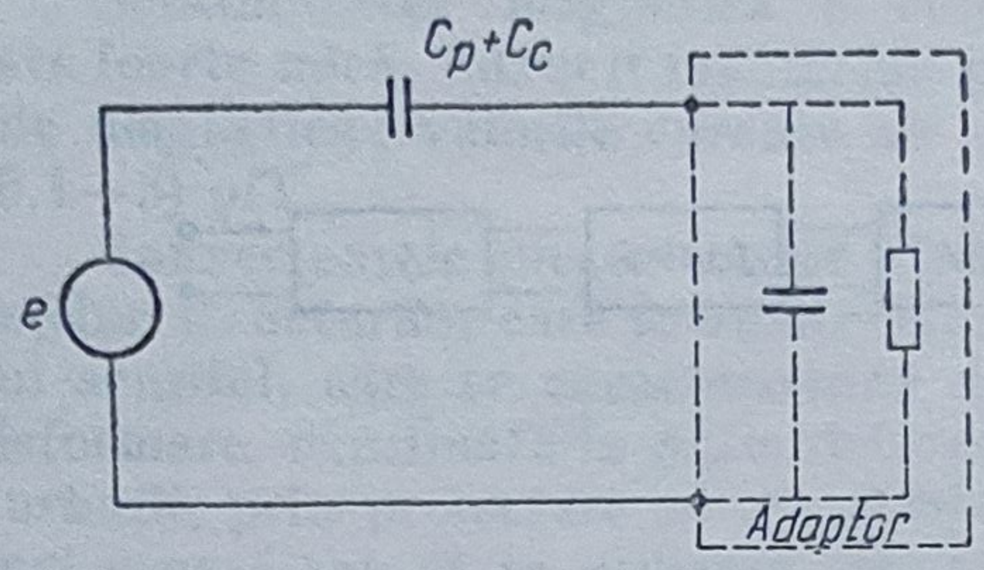


Fig. 9.29. Cristal piezoelectric ca generator de tensiune.

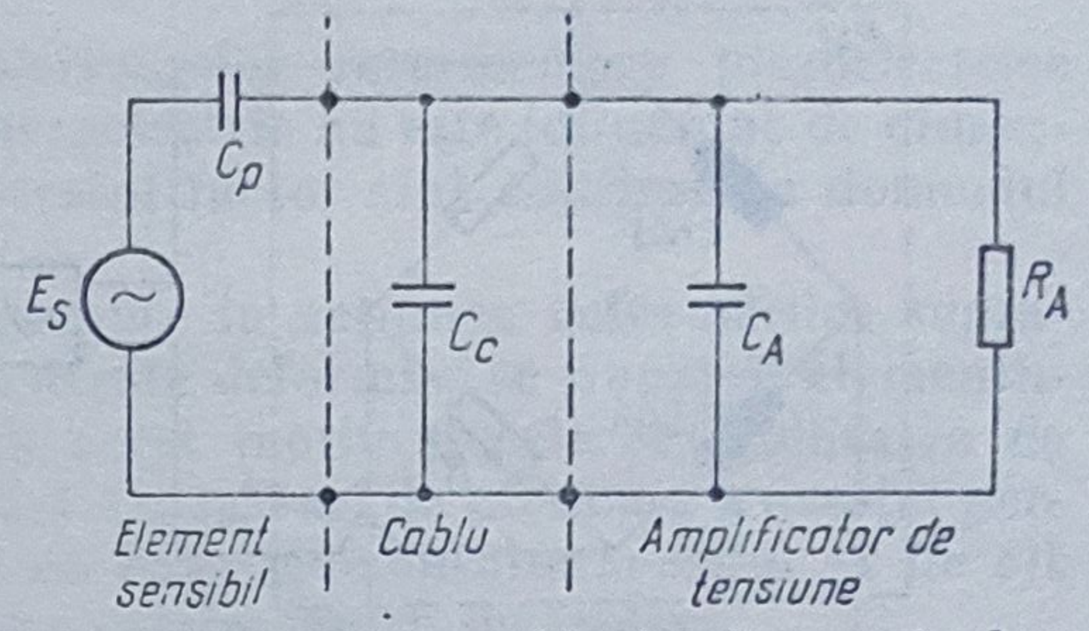


Fig. 9.30. Schema echivalentă a unui adaptor cu amplificator de tensiune.

Utilizarea amplificatoarelor de tensiune este posibilă dacă acestea prezintă o impedanță de intrare foarte mare în raport cu impedanța sursei (fig. 9.29), minimizînd astfel efectul asupra caracteristicilor de fază și amplitudine ale sistemului, provocat de amplificare. Astfel, acest dispozitiv este practic un amplificator (folosind ca scheme de intrare tranzistoare cu efect de cîmp sau electrometre), proiectat de așa natură încît să țină seama de faptul că datorită naturii reactive a elementului sensibil, o parte din sarcină o reprezintă cablurile de conectare. Schema principală echivalentă a unui astfel de adaptor este prezentată în figura 9.30. Valorile tipice pentru capacitatea adaptorului sînt de obicei mai mici de 300 pF, cablurile coaxiale de legătură avînd o capacitate specifică de aproximativ 30 pF/304,8 mm.

Un alt factor care trebuie luat în considerare în utilizarea amplificatoarelor de tensiune ca adaptoare pentru convertoarele piezoelectrice este răspunsul sistemului la frecvențe joase. Din analiza modului în care funcționează un cristal piezoelectric, este clar că acesta trebuie utilizat în cazul unor măsurări dinamice (presiunea variază în timp cu o frecvență mai mare sau mai mică). Revenind la figura 9.30, rezultă că rezistența de intrare a amplificatorului (R_A) în combinație cu capacitatea totală din schemă formează un filtru trece sus de ordinul întîi, avînd o constanță de timp $T = R_a(C_p + C_c + C_A)$, ceea ce face ca utilizarea adaptorului la frecvențe joase $\frac{1}{f} < T$ să fie problematică.

Rezultă că pentru a determina sensibilitatea globală a traductorului este necesar să fie cunoscute: sensibilitatea amplificatorului de tensiune, capacitatea elementului sensibil, precum și aceea a cablurilor de conectare. Acest din urmă aspect face ca problema calibrării sistemului și a menținerii acesteia să fie dificilă, deoarece cablurile de conexiune utilizate în măsurările propriu-zise nu sînt de obicei identice cu cele cu care se fac testele în laborator. Complicațiile devin și mai mari dacă după calibrare aceste cabluri se deteriorează și trebuie să fie înlocuite pe parcursul utilizării. În anumite cazuri se poate prevedea un șunt capacitiv, care să servească la ajustarea capacității efective a cablurilor de conexiune, precum și la menținerea în clasa de precizie a traductorului.

Datorită acestor inconveniente, în ultimii ani au fost folosite pe scară din ce în ce mai lagră „amplificatoarele de sarcină" drept adaptoare pentru convertoarele pzieoelectrice. Denumirea de amplificator de sarcină este

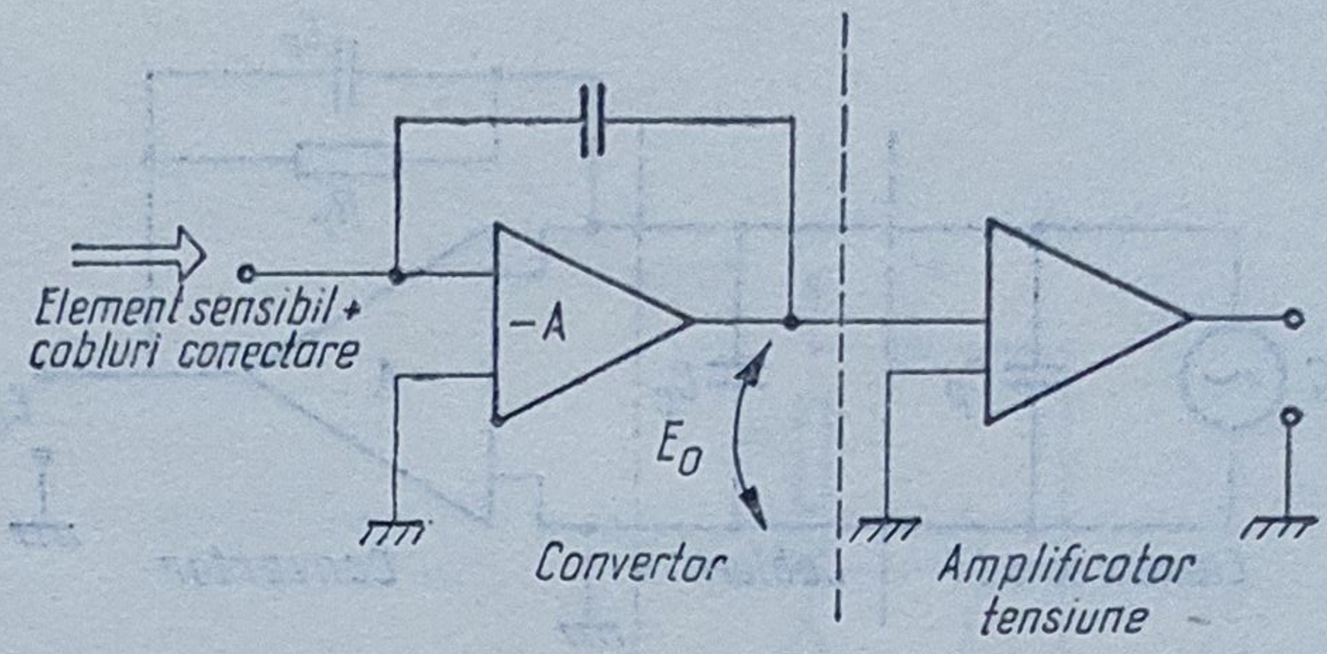


Fig. 9.31. Amplificator de sarcină.

oarecum impropie, deoarece acest adaptor nu amplifică o sarcină electrică ci mai de grabă convertește această sarcină într-o tensiune electrică. Ca principiu, dispozitivul este prevăzut cu un convertor de sarcină cuplat cu un amplificator de tensiune, așa cum se observă și în figura 9.31.

Convertorul este un amplificator prevăzut cu o reacție capacitivă. Avantajul acestui montaj rezultă imediat dacă se ține seamă de calculul capacității de intrare cu relația $C_i = (1 + A)C_v$. Astfel, pentru o amplificare în buclă deschisă a amplificatorului de 20 000 și o valoare a lui $C_r = 5\,000$ pF (valori care practic pot fi realizate ușor), se obține $C_i = 10^7$ pF. Deoarece capacitatea de intrare a convertorului este foarte mare, efectul modificării capacității firelor de legătură este practic foarte mic. Astfel, o modificare a capacității cablurilor cu 100 pF produce o modificare cu 1% a sensibilității circuitului din figura 9.31. Rezultă pe baza acestor considerente faptul că pentru calibrarea traductorului trebuie cunoscute numai sensibilitatea elementului sensibil și aceea a convertorului. În ceea ce privește tensiunea de ieșire a convertorului, aceasta poate fi calculată cu relația

$$\frac{E_0}{Q_i} = \frac{-A}{(1 + A)C_f} \approx -\frac{1}{C_f} \tag{9.35}$$

Un alt avantaj al utilizării „amplificatorului de sarcină“ este stabilitatea sistemului la frecvențe joase. Astfel, „amplificatoarele de sarcină“ pot fi proiectate astfel încît caracteristica de funcționare la frecvențe joase să fie controlată de elementele de pe reacție ale convertorului. Pentru montajul din figura 9.32 funcția de transfer a circuitului este

$$\frac{E_0}{Q} = -A\,\frac{sR_r}{(1+A)\left[sR_r\left(\frac{C_p + C_e}{1 + A} + C_f\right) + 1\right]} \tag{9.36}$$

În practică termenul $\frac{C_p + C_e}{1 + A} \ll C_f$, ceea ce face ca numitorul expresiei să devină $(1 + A)(sR_rC_f + 1)$. Rezultatul este că practic sistemul se comportă ca un element de întîrziere de ordinul I, avînd pulsația de frîngere

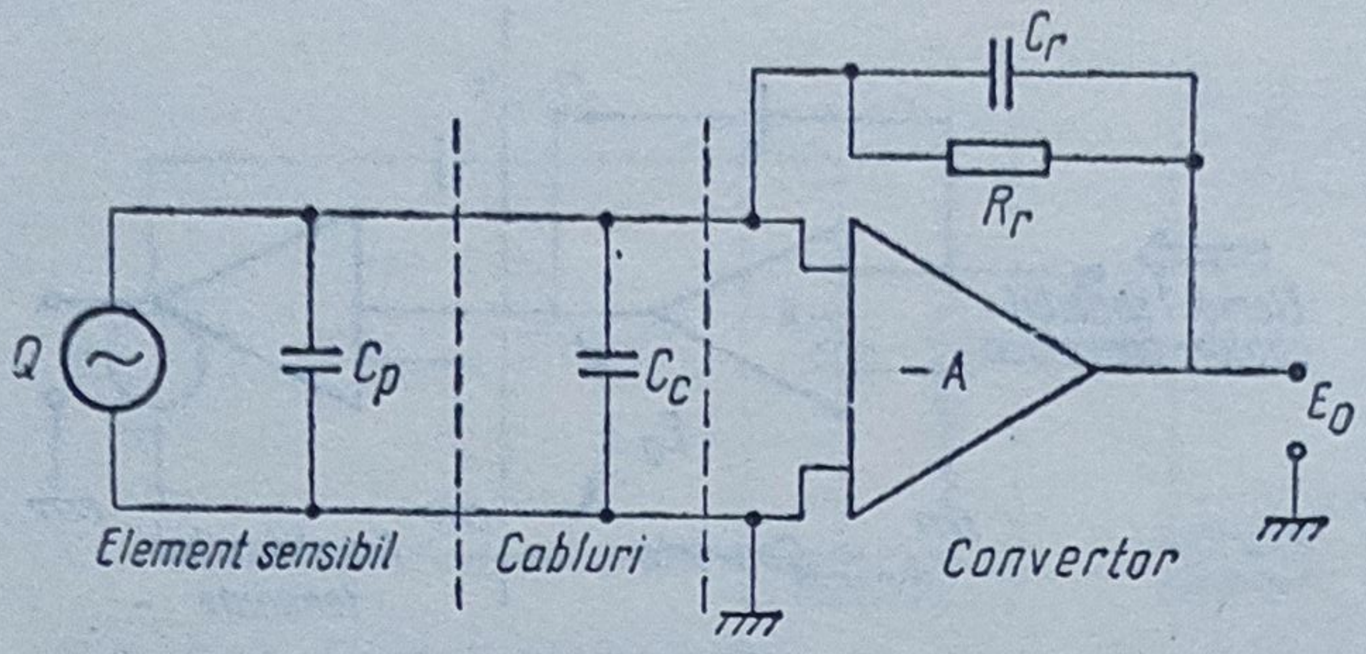


Fig. 9.32. Convertor de sarcină.

a $\omega = \frac{1}{R_f C_f}$. Astfel, se observă că funcționarea la frecvențe joase a adaptorului depinde numai de elementele interne ale convertorului și nu variază o dată cu modificarea lungimii cablurilor de conectare.

Cu toate aceste avantaje, în proiectarea adaptoarelor bazate pe „amplificatoare de sarcină“ trebuie să se țină seama de anumite efecte perturbatoare, dintre care cele mai importante sînt : variațiile de temperatură ale mediului, zgomotele introduse de cablurile de conexiune, zgomote de amplificare, etc.

În figura 9.33 este prezentată schema de principiu a unui adaptor de tip „amplificator de sarcină“.

Se observă că adaptorul are în compunere convertorul de sarcină C și amplificatorul de tensiune A. Acest amplificator are posibilitatea de a-și adapta factorul de amplificare în funcție de sensibilitatea elementului sensibil și al convertorului, datorită potențiometrului P. Amplificatorul C din cadrul convertorului are o impedanță de intrare foarte mare (10^{14} Ω), obținută printr-un montaj diferențial MOSFET. Datorită amplificării interne mari (> 50 000) și a reacției C_r, tensiunea de intrare ($-U_i$) rămîne practic la zero, iar sarcina Q generată de cristalul piezoelectric se regăsește pe condensatorul C_r. Rezistența R_r a fost prevăzută pentru a micșora constanta de timp a circuitului (vezi fig. 9.33). Punerea la zero a amplificatorului C se face prin intermediul comutatorului K și poate fi comandată de la distanță. Elementele C_r și R_r pot fi variate în 12 trepte (game de măsurare). Filtrul F este prevăzut pentru a elimina diversele perturbații care pot apare pe frecvența înaltă. Sistemul poate fi cuplat cu dispozitive înregistratoare cu impedanță mare de intrare (osciloscoape) pe ieșirea *1* sau cu impedanță mică (înregistratoare galvanometrice) pe ieșirea *2*. Funcționarea întregului ansamblu poate fi testată cu ajutorul unor etaloane de sarcină construite pe bază de condensatoare etalon, alimentate (încărcate) de la o sursă de tensiune cunoscută, de referință.

Structura filtrelor F (de tip trece-jos) este prezentată în figura 9.34.

Pentru obținerea unor semnale proporționale cu viteza sau deplasarea, se utilizează rețele de integrare pasive sau active, care de obicei sînt incluse în preamplificator. Relațiile de legătură între aceste mărimi și accelerație sînt relațiile (9.4, 9.5). Astfel semnalul proporțional cu viteza se obține printr-o simplă integrare RC cu o pantă de —20 dB/decadă, iar semnalul proporțional cu deplasarea, printr-o dublă integrare cu pantă de —40

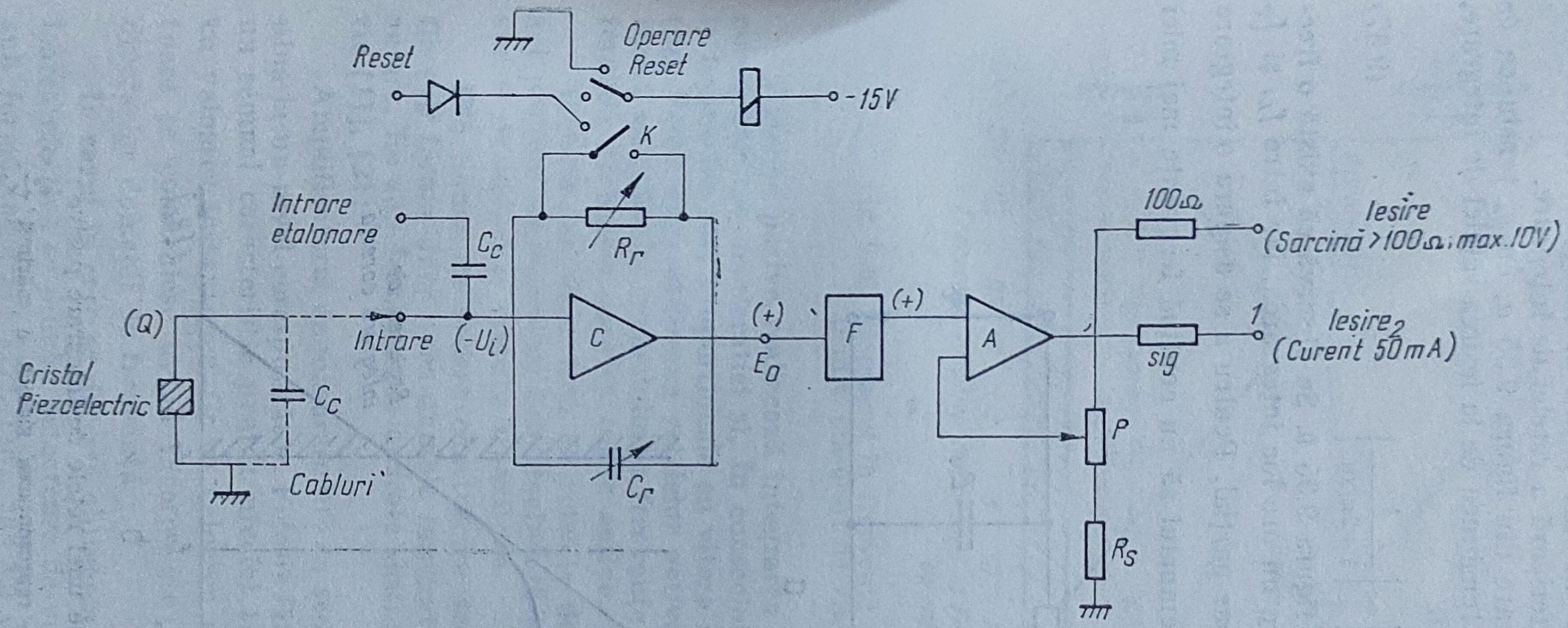


Fig. 9.33. Adaptor de tip amplificator de sarcină.

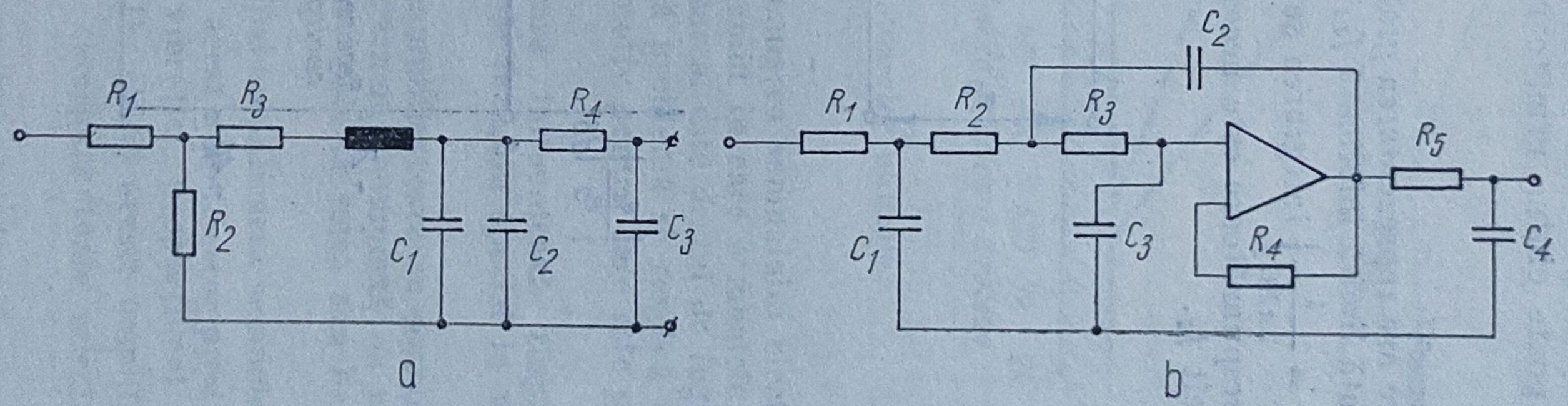


Fig. 9.34. Filtre utilizate în schema adaptorului.

dB/decadă. Domeniul de frecvenţă în care panta de integrare rămîne liniară depinde de frecvenţa limită inferioară a reţelei de integrare.

Considerînd reţeaua de integrare din figura 9.35 *a*, cu e_a tensiunea de la ieşirea elementului sensibil şi e_c tensiunea de la ieşirea reţelei de integrare, se poate obţine următoarea relaţie

$$\left|\frac{e_c}{e_a}\right| = \left|\frac{1}{1+2\pi fRC}\right| \tag{9.37}$$

care are reprezentarea grafică din figura 9.35 *b*. Se observă că există o frecvenţă limită inferioară f_{Li} sub care nu are loc integrarea, iar între f_{Li} şi f_T $\left(f_n = \frac{1}{2\pi RC}\right)$ integrarea se face doar parţial. Pentru a se asigura o integrare corespunzătoare este necesar ca semnalul să nu conţină frecvenţe mai mici decît f_T.

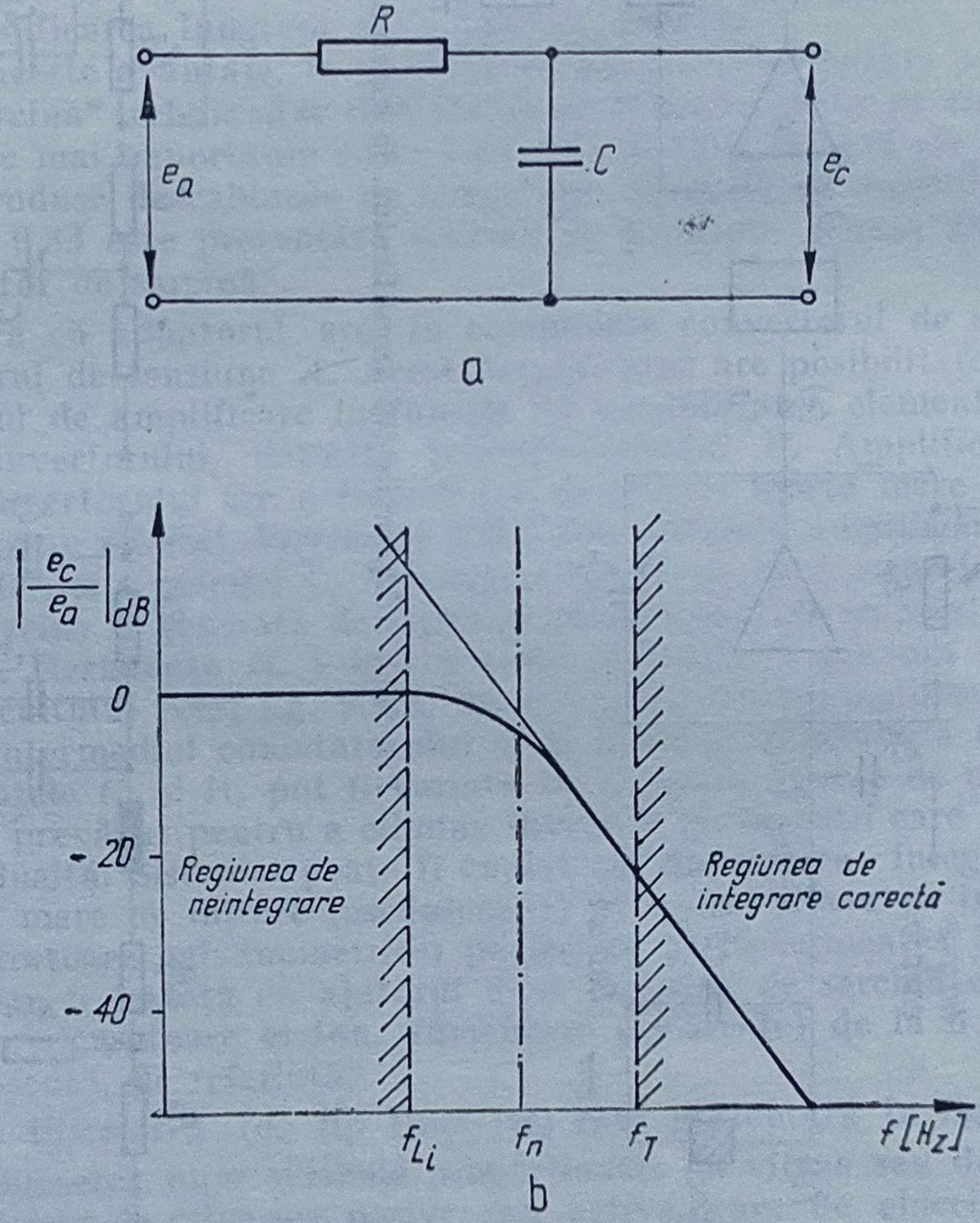


Fig. 9.35. Caracteristicile unei reţele de integrare pasive :
a — structura reţelei ; *b* — reprezentarea grafică a mărimii $\frac{e_c}{e_a}$ în funcţie de frecvenţă.

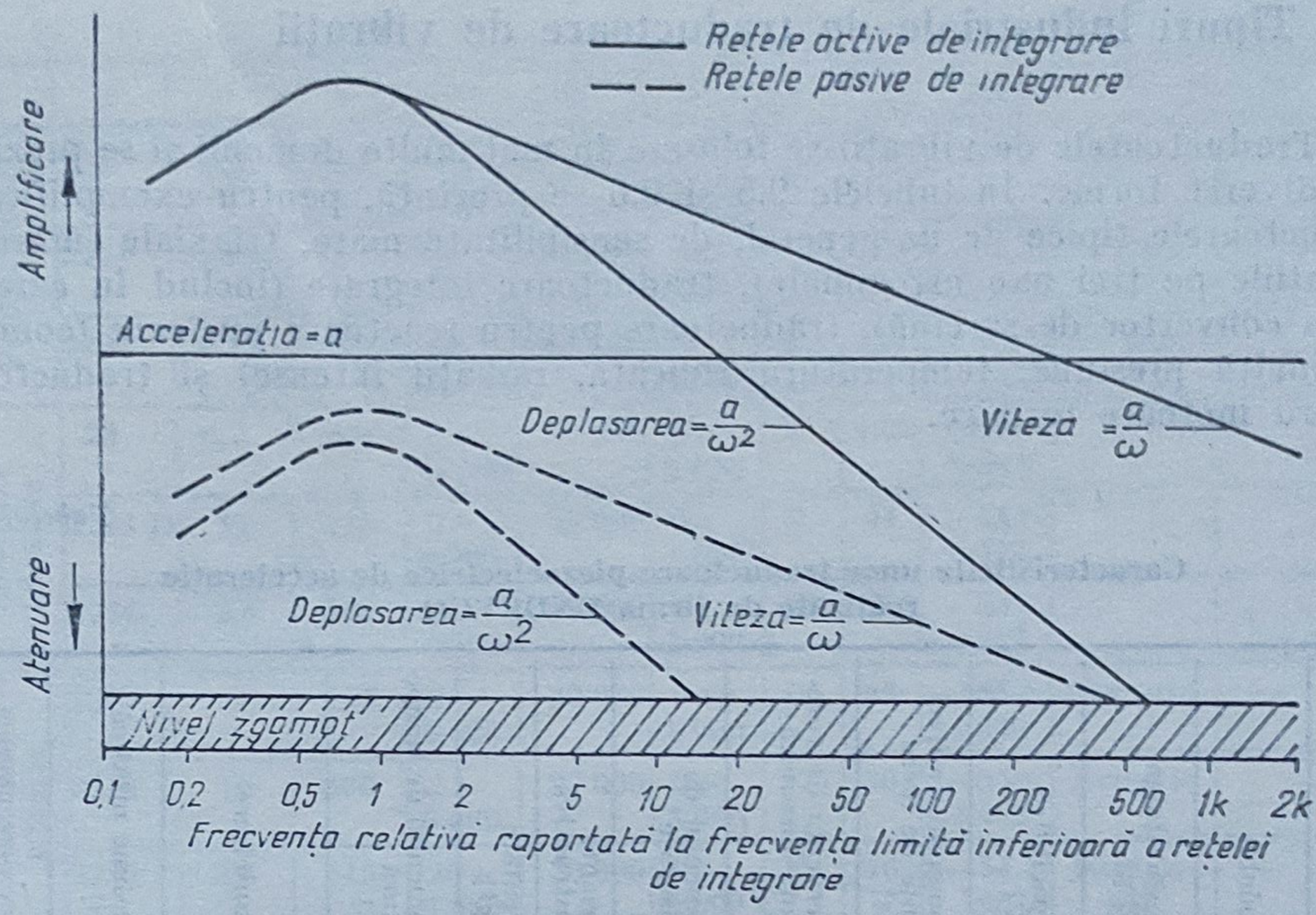


Fig. 9.36. Răspunsul în frecvență al integratoarelor utilizate pentru măsurări de viteză și deplasare.

Rețelele pasive realizează integrarea prin atenuarea semnalului electric corespunzător accelerației și, în consecință, domeniul în care semnalele de la ieșirea lor sînt proporționale cu viteza și deplasarea, este destul de îngust (fig. 9.36). Prin utilizarea rețelelor active această problemă se rezolvă datorită amplificării semnalului la frecvențe joase, motiv pentru care este preferabilă utilizarea acestor rețele active.

Trebuie remarcat însă că rețelele de integrare influențează răspunsul preamplificatoarelor, introducînd distorsiuni de fază, în special la măsurări de șocuri și vibrații tranzitorii.

Din punct de vedere constructiv aceste preamplificatoare se prezintă fie sub forma unor subansamble integrate într-o schemă complexă de măsurare, fie sub forma unor aparate distincte, alimentate la rețea sau baterie [11], [21].

Amplificatorul de măsurare are ca scop principal amplificarea semnalelor pînă la un nivel corespunzător. Folosit fără filtre, acest amplificator produce un semnal caracteristic pentru nivelul total al vibrației, proporțional fie cu valoarea instantanee, fie cu valoarea eficace. De obicei aceste amplificatoare se construiesc avînd încorporate și filtre corespunzătoare selectării diverselor domenii de frecvență.

În cazul în care se dorește obținerea unor semnale proporționale cu valoarea efectivă se prevăd detectoare de valoare efectivă, care pot fi realizate sub formă integrată [17], [18], sau cu elemente discrete.

9.4. Tipuri industriale de traductoare de vibraţii

Traductoarele de vibraţii se folosesc în mai multe domenii şi se prezintă sub diverse forme. În tabelele 9.5 şi 9.6 se prezintă, pentru exemplificare, traductoarele tipice de uz general, de sensibilitate mare, triaxiale (măsoară vibraţiile pe trei axe ortogonale), traductoare integrate (includ în carcasă şi un convertor de sarcină), traductoare pentru reactoare nucleare (condiţii de înaltă presiune, temperatură ridicată, radiaţii intense) şi traductoare pentru motoare termice.

Tabelul 9.5

Caracteristicile unor traductoare piezoelectrice de acceleraţie realizate de firma ENDEVCO

1	Domeniul de utilizare	2 Modelul	3 Sensibilitatea [pC/g]	4 Capacitatea [pF]	5 Domeniul de frecvenţe de lucru [Hz]	6 Frecvenţa de rezonanţă mecanică [Hz]	7 Domeniul de măsurare [g]	8 Varianta constructivă	9 Greutate [gf]	10 Domeniul de temperatură [°C]	11 Etanşizare	12 Presiune maximă [psi]	13 Flux raze gamma [rad]
Înaltă sensibilitate	De uz general	224 C	11	750	3 — 6 000	32 000	0 — 1 000	F	16	−54 ÷ +177	Epoxy		
		2271 A	11,5	2 000	2 ÷ 5 500	27 000	0 — 10 000	C	27	−270 ÷ 260	Ermetic		
		272	13	2 700	2 ÷ 7 000	37 000	0 — 2 000	C	27	−270 ÷ +260	Ermetic		
		213 E	60	1 000	4 ÷ 8 000	32 000	0 ÷ 1 000	C	32	−54 ÷ +127	Epoxy		
		215 E	170	10 000	4 ÷ 8 000	32 000	0 — 1 000	C	32	−54 ÷ +127	Ermetic		
		217 E	40	350	4 ÷ 6 000	27 000	0 ÷ 250	C	35	−54 ÷ +260	Ermetic		
		2705	1 000	5 600	1 ÷ 1 000	7 300	0 ÷ 100	F	07	−23 ÷ +204	Ermetic		
	Miniatură	22	0,4	240	5 ÷ 1 000	54 000	0 — 2 500	F	0,14	−54 — 177	Siliconic		
		2220	2,8	750	5 ÷ 1 000	50 000	0 ÷ 5 000	F	2,3	−73 — 177	Epoxy		
		221 D	17	900	2 ÷ 7 000	30 000	0 ÷ 2 500	F	12	−54 — +127	Epoxy		
		2222-B	1,3	420	20 ÷ 6 000	32 000	0 ÷ 2 000	F	0,5	−73 — 177	Siliconic		
		226 C	2,8	400	3 ÷ 5 000	24 000	0 ÷ 2 000	F	2,8	−54 — +127	Epoxy		

Tabelul 9.5 (continuare)

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
Pentru șocuri	225	0,7	800	5÷15 000	80 000	0÷20 000	F	13	−54−+127	Epoxy		
	2291	0,0035	11,5	20−50 000	250 000	0÷100000	F	1,3	−54÷121	Ermetic		
	2292	0,14	80	20−20 000	125 000	0÷20 000	F	1,3	−54÷+121	Ermetic		
Solicitări triaxiale	23	0,4	240	5÷10 000	50 000	0÷2 000	F	0,85	−73−+204			
	2223 D	12	750	3÷4 000	17 000	0÷1 000	F	41	−54÷+177			
	228C	2,8	390	3−4 000	24 000	0÷2 000	F	15,3	−54−+177			
Temperaturi ridicate	2273	3	110	2÷6 000	30 000	0÷5 000	C	25	−185÷+400	Ermetic	−	−
	2276	10	660	2÷5 000	27 000	0÷3 000	C	30	−54÷+482	Ermetic		
	2285	2,5	515	20÷3 000	30 000	0÷2 000	F	16	−54÷760	Neetan-șat	−	−
Integral electronice	2250 A	10mV/*g*	−	4÷15 000	80 000	0÷5 000	F	0,3	−50÷125	Epoxy	−	−
	2251 A	10mV/*g*	−	5÷8 000	40 000	0÷500	F	4,5	−50+125	Ermetic	−	−
Pentru reactoare nucleare	2273 AM1	10	660	2÷5 000	27 000	3 000	C	32	−54−371	−	−	$6{,}2\cdot10^{10}$
	N2276 M10	25	1 300	1÷2 000	12 000	500	C	100	0÷360	−	3 500	$6{,}2\cdot10^{10}$
	N2284 M25	12	60	2÷2 000	12 000	500	F	50	−54−650	−	3 500	$6{,}2\cdot10^{10}$
	N2284 M24	25	2 000	2÷2 000	10 000	250	F	15	−54−315	−	3 500	10^{6}
Pentru motoare termice	62221 M13	50	2 000	5÷5 000	25 000	1 000	−	40	Temp. max. 500	Ermetic	−	−
	6222 A	45	1 000	5÷6 000	30 000	0÷500	−	100	350	Epoxy	−	−
	6222 M3	10	2 300	5÷6 000	30 000	0÷1 000	−	90	500	Epoxy	−	−
	6222 M8	50	2 000	5÷5 500	32 000	0÷2 000	−	91	500	Ermetic	−	−
Industriale	5210	250 mV/*g*	−	2÷3 000	14 000	0÷30	−	140	250	Ermetic	−	−
	5241	290 mV/*g*	−	0,2÷2 000	9 000	0÷10	−	170	250	Ermetic	−	−

Tabelul 9.6

Caracteristicile unor traductoare piezorezistive de acceleraţie realizate de firma ENDEVCO

Domeniul de utilizare	Modelul	Domeniul de măsurare [g]	Sensibilitatea [mV/g]	Impedanţa ieşire [Ω]	Domeniul de lucru [Hz]	Frecvenţa de rezonanţă mecanică [Hz]	Factor de amortizare	Greutate [gf]	Temperatura [°C]	Şocul maxim [g]	Etanşeizare
De uz general	2260 A	±250	1,4	345	0—2 000	14 000	0,01	28	−54÷+121	±250	Epoxy
	2261 A-2500	±2 500	0,12	345	0—5 000	31 000	0,01	28	−54÷+121	±7 500	Ermetic
	2261 A-10 K	±10 000	0,025	345	0—8 000	45 000	0,01	28	−54÷+121	±20 000	Ermetic
Triaxial	2262-25	±25	20	1 400	0—750	2 500	0,7	28	−18÷+93	±2 000	Ermetic
	2263-5	±5 000	0,1	—	0—8 000	40 000	0,01	10	0÷45	±10 000	Epoxy
Miniatură	2264-200	±200	2,5	—	0—1 200	4 200	0,01	1	0÷45	±1000	Epoxy
	2264 A-2KR	±2 000	0,25	500	0—5 000	30 000	0,002	1,5	−18—+66	±5 000	Epoxy
	2264-20KR	±20 000	0,25	500	0—16 000	100 000	0,002	1,5	18—+66	±50 000	Epoxy
	2265-20	±20	30	—	0—200	1 000	0,01—0,05	6	−18—+66	±2 000	Epoxy Cauciuc
Integral electronice	2269	±5 000	2	30	0—10 000	100 000	0,01	33	−18—+66	±10 000	Ermetic

9.5. Etalonarea traductoarelor de vibraţii

O problemă deosebit de importantă în utilizarea corectă a traductoarelor de vibraţii constă în etalonarea acestora în condiţii specifice de funcţionare : etalonarea pe domeniul util de frecvenţă, în condiţii de mediu (temperatură, umiditate, zgomote, tensiune de alimentare), etalonare la intervale de timp, în diverse condiţii de montaj.

Etalonarea se efectuează atît pentru detectorul propriu-zis, cît și pentru întreg sistemul de măsurare. În tabelul 9.7 se prezintă principalele metode utilizate pentru etalonarea detectoarelor de vibrații și șocuri; etalonarea constă, în principiu, în determinarea raportului între mărimile de intrare specifice vibrațiilor și șocurilor (deplasare, viteză, accelerație) și mărimile de ieșire ale traductoarelor de vibrații, respectiv determinarea factorului de etalonare sau a sensibilității traductorului. În continuare se prezintă caracteristicile de bază ale acestor metode.

Tabelul 9.7

Metode de etalonare pentru elementele sensibile de vibrații și șocuri

Natura metodelor de etalonare	Metode de etalonare absolută				Metode de etalonare prin comparație	
Tipul metodei / Parametri specifici	Metoda interferometrică cu laser	Metoda cîmpului gravitațional terestru	Metoda reciprocității	Metoda pendulului balistic (pt. șocuri)	Metoda excitatorului electrodinamic	Metoda mașinii de șocuri
Mărimea de intrare	Vibrație sinusoidală	Accelerație constantă	Vibrație sinusoidală	Accelerație tranzitorie	Vibrație sinusoidală	Accelerație tranzitorie
Domeniul de amplitudine	10—10 000 m/s² (dependența de frecvență)	$-g \div +g$ (−10 ÷ +10 m/s²)	pînă la 100 m/s² (25 Hz ÷ 10 kHz)	50—10^5 m/s²	10—1000 m/s²	50—10^5 m/s²
Domeniul de frecvență	20—5 000 Hz	0 Hz	5 Hz— 10 kHz	—	20 Hz—5 kHz	—
Durata pulsului	—	—	—	0,1—40ms	—	0,1—40ms
Eroarea estimată	±0,5% (20 Hz ÷ 5 kHz)	±0,05%	±0,5% la 100 Hz ±1% (5—1000 Hz) ±2% (1—10 kHz)	±3%	Accelerometre ±1% (0,1—1 KHz) ±2% (10 Hz— 10 kHz) Traductoare pt. deplasări și viteze ±4% (20— 10 000 Hz)	±5%

a) *Metoda cîmpului gravitațional terestru* — se folosește în special pentru traductoarele parametrice și constă în următoarele: se așează elementul sensibil în așa fel încît axa de sensibilitate maximă să fie orizontală, semnalul de ieșire trebuind să fie nul; prin răsturnare se aplică traductorului o accelerație de +1 g și −1 g, semnalul de ieșire avînd valorile corespunzătoare v_1 și v_2. Sensibilitatea sistemului este în acest caz $S_v = \frac{v_1 - v_2}{2g}$ [v/g].

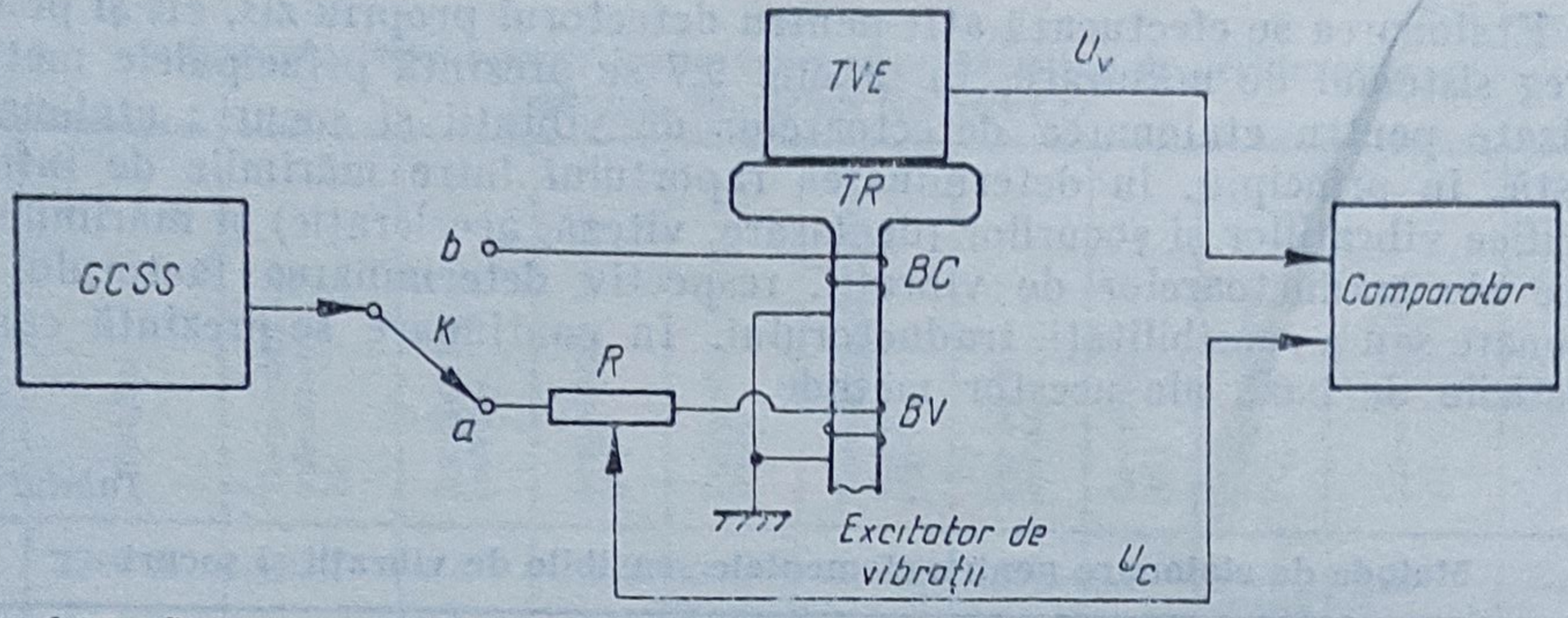


Fig. 9.37. Structura unui sistem de etalonare absolută bazat pe principiul reciprocității :

a — traductorul reversibil este folosit ca vibrator electromagnetic ; *b* — traductorul reversibil este folosit ca traductor de viteză.

Datorită preciziei ridicate de determinare a accelerației gravitaționale în orice zonă, există posibilitatea unor etalonări de aceeași precizie.

b) *Metoda reciprocității* — este o metodă utilizată în special pentru etalonarea elementelor sensibile standard (de referință) de vibrații și șocuri, folosite apoi pentru etalonarea elementelor sensibile obișnuite ; metoda este prezentată în detaliu în [2]. Metoda este caracteristică etalonării traductoarelor electromagnetice de viteză și traductoarelor de accelerație piezoelectrice. Această metodă este ilustrată în figura 9.37 și se bazează pe relația de reciprocitate specifică unui traductor electromagnetic. Astfel, dacă bobina traductorului din figura 9.10 este străbătută de un curent i, asupra ei acționează o forță F avînd valoarea

$$F = Bil \tag{9.38}$$

Din relația (9.38) se obține

$$B \cdot l = \left| \frac{u}{v} \right| = \frac{F}{i} = S_v \tag{9.39}$$

unde S_v este sensibilitatea traductorului. Reversibilitatea traductorului electromagnetic de viteză este utilizată în construcția vibratoarelor electromagnetice [2].

Procedura de etalonare necesită două etape experimentale și una de calcul. În prima etapă experimentală, comutatorul K este pus pe poziția a și tensiunea sinusoidală produsă de generatorul calibrat de semnal sinusoidal $GCSS$ comandă traductorul reversibil TR, care funcționează ca vibrator ; traductorul de vibrație de etalonat TVE va genera o tensiune V_v care se compară cu tensiunea de calibrare. În etapa a doua, comutatorul K se amplasează pe poziția b, și tensiunea generată de $GCSS$ alimentează bobina de comandă BC care crează un cîmp magnetic. Prin amplasarea TR pe o masă vibrantă (excitator de vibrații) în bobina de viteză BV se induce o tensiune proporțională cu viteza vibrațiilor. Condiția de egalitate între cele două tensiuni se constată folosind un comparator și se realizează prin intermediul rezistenței R. În etapa de calcul se determină cantitățile $S_{TVE} \cdot S_{TR}$ și S_{TVE}/S_{TR} cu S_{TVE} sensibilitatea traductorului de vibrații de etalo-

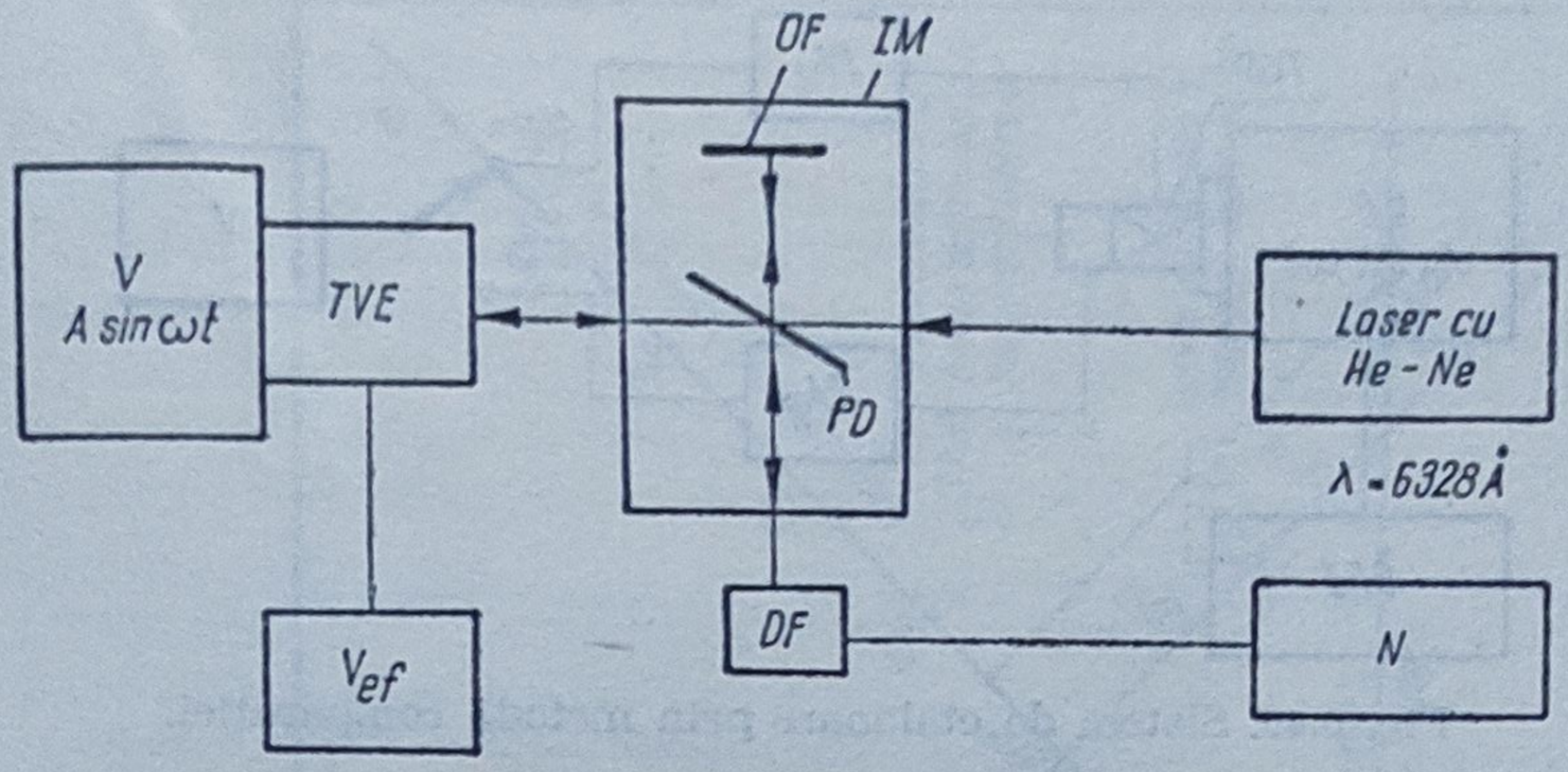


Fig. 9.38. Metoda de etalonare bazată pe interferometria cu laser.

nat și S_{TR} — sensibilitatea traductorului reversibil. Se recomandă frecvența de lucru de 100 Hz, iar răspunsul la frecvență se măsoară pînă la 2 000 Hz pentru traductoarele electromagnetice și 10 000 Hz pentru traductoarele piezoelectrice. Este o metodă laborioasă, care necesită calcule complexe și timp.

c) *Metoda interferometrică cu laser* — este utilizată pentru etalonarea traductoarelor standard, datorită preciziei și rapidității. În figura 9.38 se prezintă schema de principiu a acestei metode, bazată pe utilizarea unui interferometru Michelson IM [19] (vezi cap. 7).

d) *Metoda pentru etalonarea absolută a traductoarelor de șocuri* — este prezentată în figura 9.39. Traductorul de vibrații *TVE* este montat pe un suport (nicovală) *S* suspendat liber, care este supus acțiunii impactului unui ciocan *C*. Sensibilitatea traductorului de accelerație se poate determina prin măsurarea vitezei utilizînd sistemul de senzori optici *SO* și prin integrarea semnalului obținut la ieșirea preamplificatorului *PA* și înregistrat cu ajutorul unui dispozitiv de înregistrare *DI*. Relația de legătură este

$$A = \int_{t_1}^{t_2} a(t)\,dt = \Delta V_s = V_s(t_2) - V_s(t_1) = \frac{\Delta x}{\Delta t} \qquad (9.40)$$

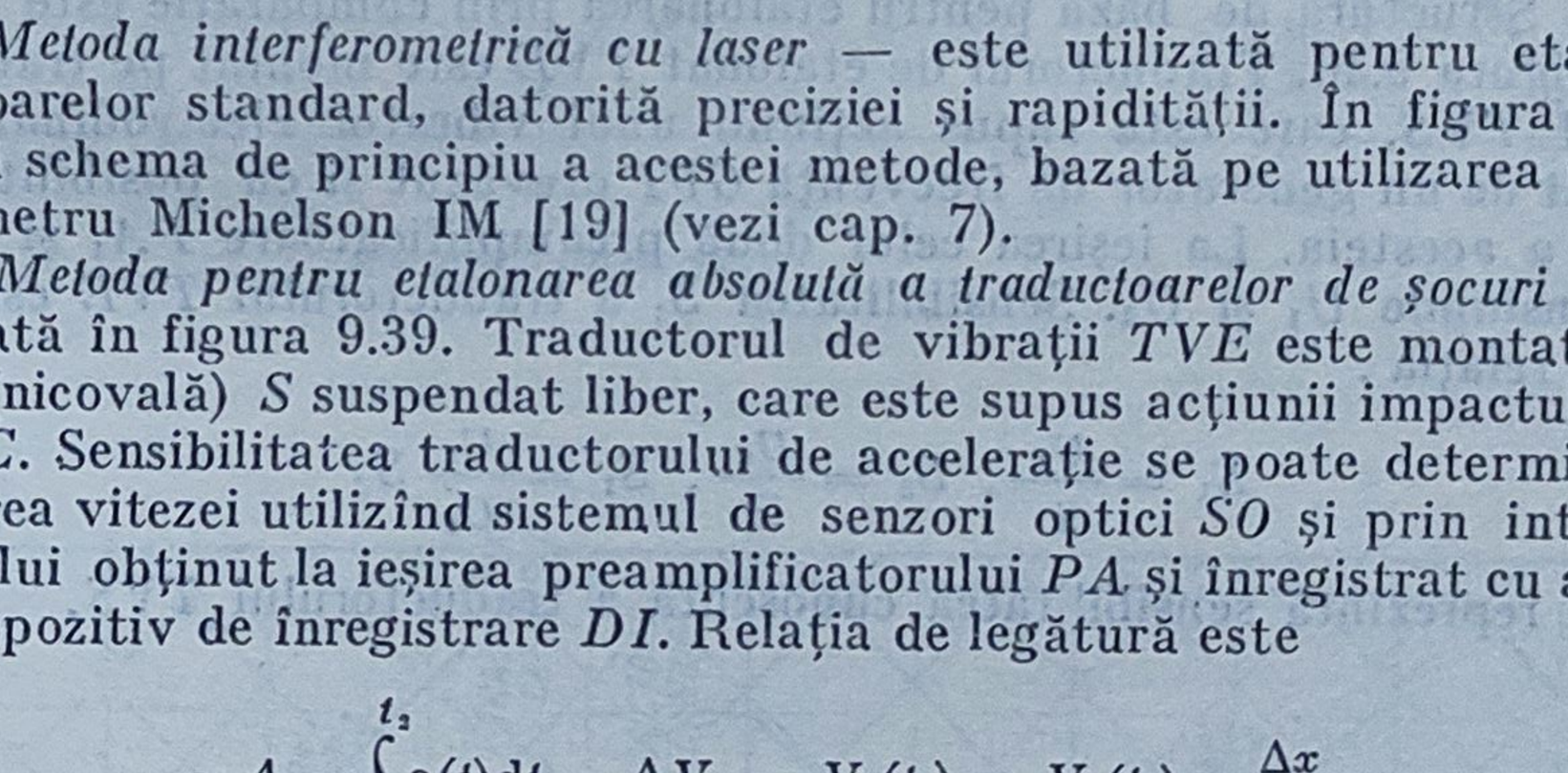


Fig. 9.39. Sistem de etalonare la șocuri.

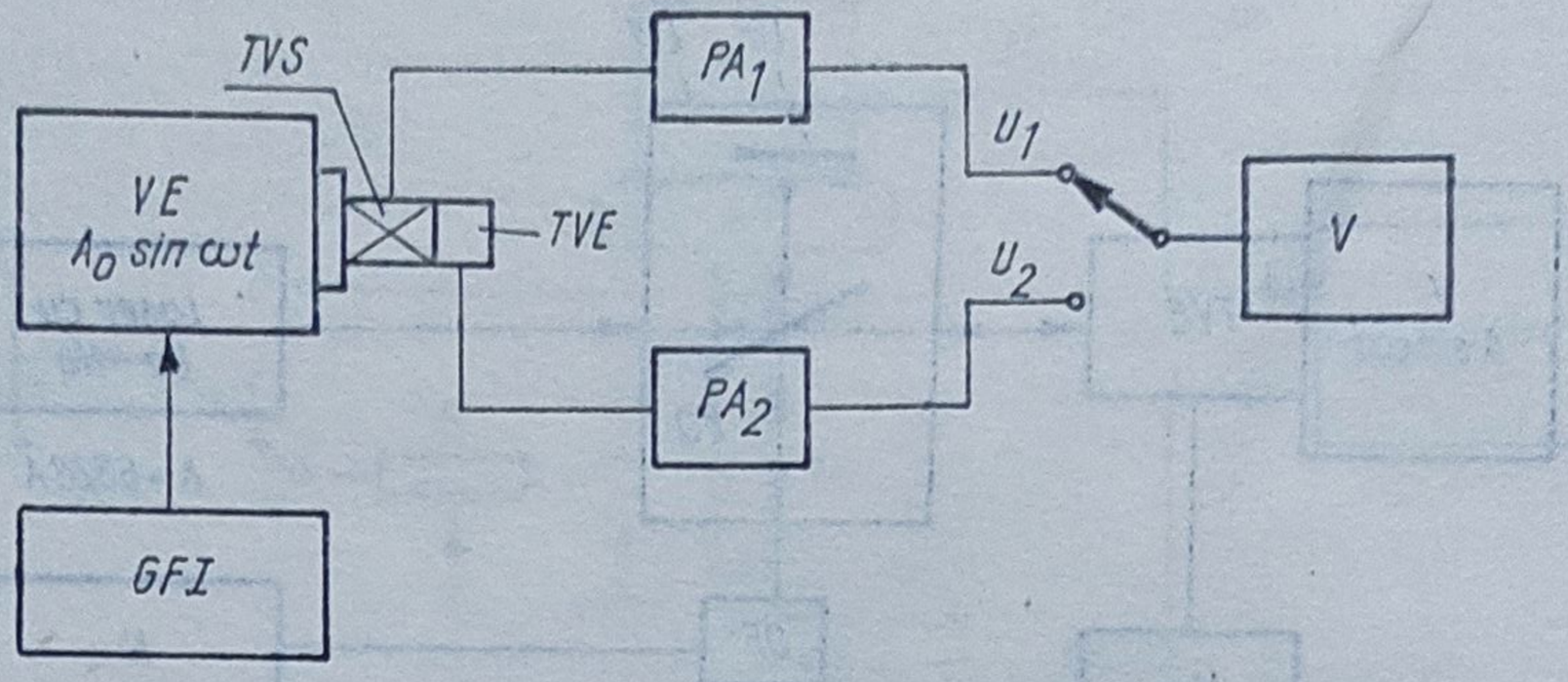


Fig. 9.40. Sistem de etalonare prin metoda comparației.

Lungimea pulsului de accelerație înregistrat trebuie să fie mai mare de $10/f_0$, unde f_0 este frecvența de rezonanță cea mai joasă a sistemului.

e) *Metode de comparație* — se folosesc pentru etalonarea traductoarelor de vibrații și șocuri utilizate în mod curent. Aceste metode necesită traductoare standard de vibrații, care din punct de vedere constructiv trebuie prevăzute cu suprafețe speciale de montare a traductorului ce urmează a fi etalonat. Structura de bază pentru etalonarea prin comparație este prezentată în figura 9.40. Traductorul de etalonat *TVE* este montat pe traductorul standard *TVS*, care este supus acțiunii unui vibrator electrodinamic *VE* comandat de un generator de frecvență *GFI* prevăzut și cu posibilitatea de indicare a acesteia. La ieșirea celor două preamplificatoare PA_1 și PA_2 se obțin tensiunile U_1 și U_2. Sensibilitatea S_1 a traductorului *TVE* este obținută cu relația :

$$S_1 = \frac{U_1}{\ddot{x}}, \quad S_2 = \frac{U_2}{\ddot{x}}, \quad S_1 = \frac{U_1}{U_2} S_2 \tag{9.41}$$

unde S reprezintă sensibilitatea cunoscută a traductorului *TVS*.

9.6. Criterii de alegere a traductoarelor de vibrații

În alegerea unui anumit traductor tip de vibrații se iau în general în considerație următoarele caracteristici :

— sensibilitatea ansamblului element sensibil-adaptor ;

— domeniul dinamic, definit prin valorile minime și maxime ce delimitează porțiunea liniară a caracteristicii de transfer ;

— domeniul de frecvență ;

— precizia traductorului ;

— stabilitatea caracteristicilor traductorului în timp și la influența factorilor de mediu.

Se apreciază că pentru o orientare generală în alegerea tipului de traductor, primele trei perfomanțe sînt suficiente. În figura 9.41 se prezintă o nomogramă ce poate fi utilizată în selectarea tipului de traductor, în func-

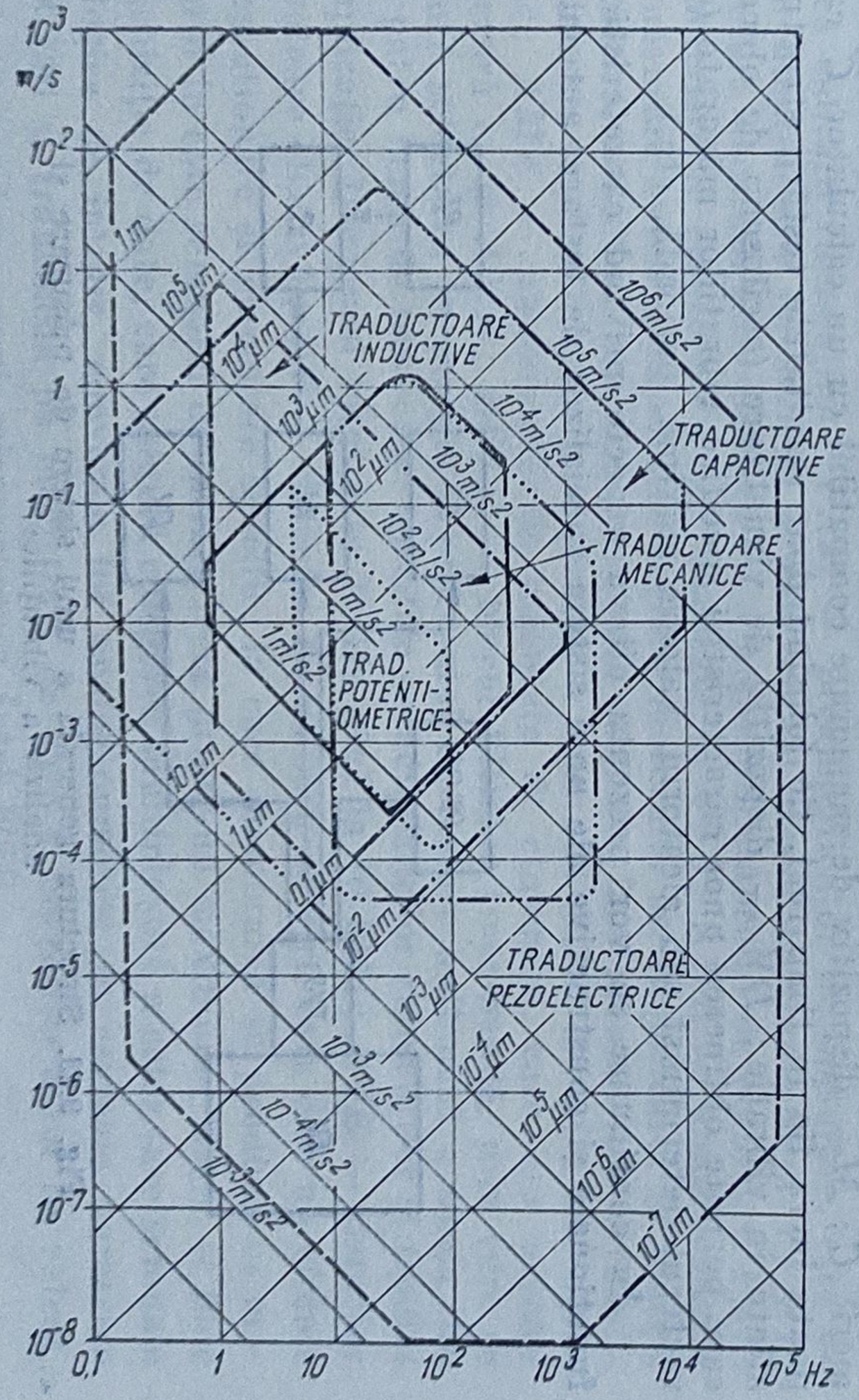


Fig. 9.41. Nomogramă pentru alegerea tipului de traductor de vibrații.

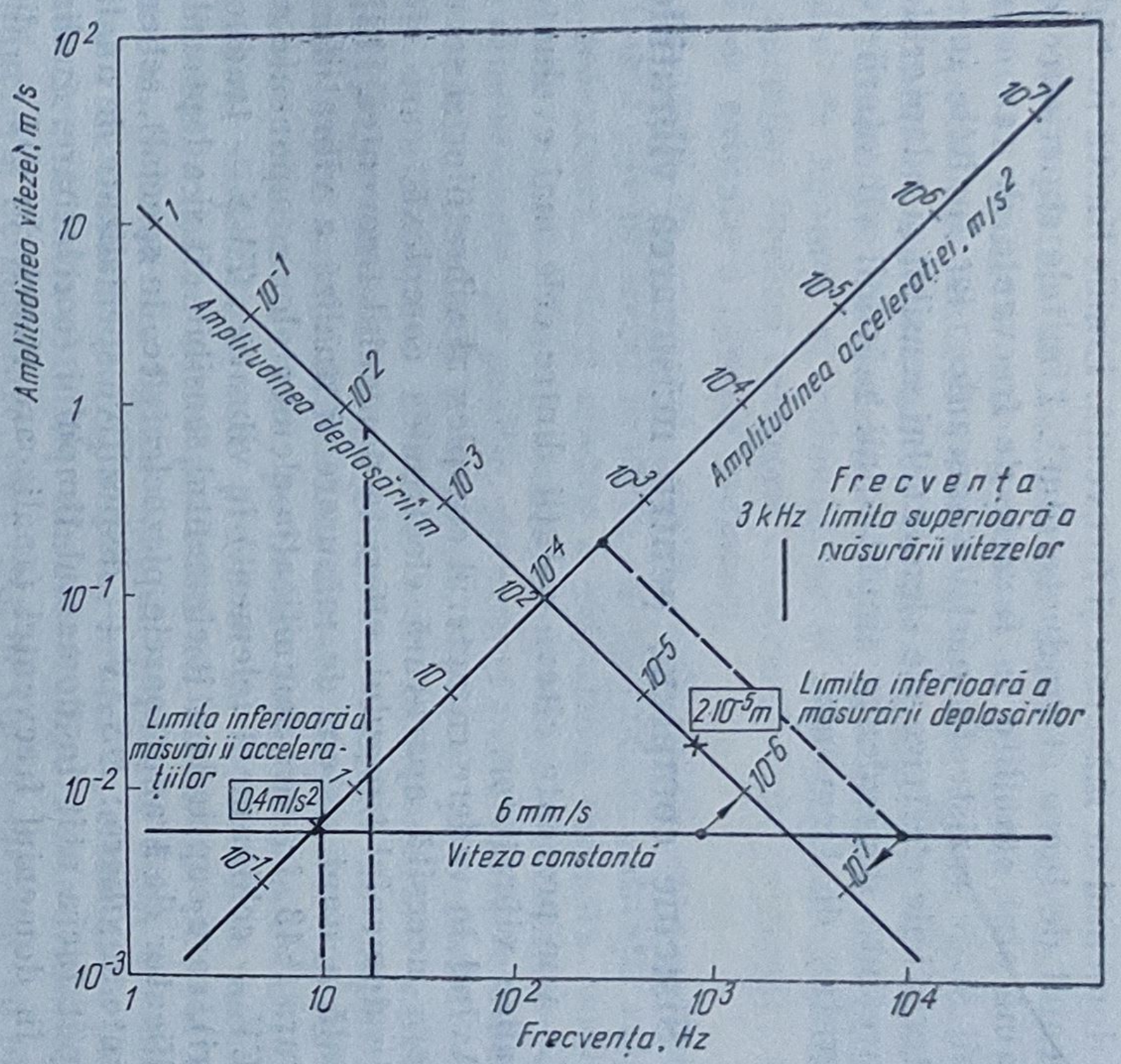


Fig. 9.42. Dependența de frecvență a amplitudinii deplasării, vitezei și accelerației.

ție de domeniul de măsurare și frecvență. Liniile limită închid un contur numit „domeniul de lucru al traductorului". Limitele superioare de pe această nomogramă sînt stabilite în funcție de frecvența de rezonanță a elementului sensibil și de rezistența părților mecanice, iar limitele inferioare depind de caracteristicile electrice ale elementului sensibil și adaptorului. În figura 9.42 se reprezintă dependența amplitudinii mărimii vibratorii (deplasare, viteză, accelerație) de frecvență.

9.7. Sisteme complexe pentru măsurarea vibrațiilor

Le vor prezenta cîteva soluții dintre cele mai evoluate pentru studiul și analiza vibrațiilor.

Avînd în vedere caracterul complex al vibrațiilor și șocurilor, măsurarea acestora necesită aparatură electronică complexă, care efectuează analiza atît în domeniul timpului, cît și în domeniul frecvenței. [12], [13]. Structura generală a unui sistem de măsurare și analiză a vibrațiilor este prezentată în figura 9.43, în care semnificația elementelor componente este următoarea :

EV — echipament (element) în vibrație ; *TVS* — traductorul de vibrații (șocuri), care cuprinde atît elementul sensibil, cît și adaptorul format din preamplificator (la traductoarele piezoelectrice, în special), schema de măsurare, elemente auxiliare ; *DSAV* — dispozitive specializate de analiză a vibrațiilor, care pot lucra atît în domeniul timpului (corelatoare, analizoare statistice), cît și în domeniul frecvenței (analizoare Fourier) ; *DI* — dispozitive de înregistrare (magnetică sau grafică) a semnalelor primite de la *TVS* ; informația obținută pe această cale poate fi analizată ca atare (prelucrarea informației *PI*), sau poate fi transformată într-o informație accesibilă unui calculator numeric *C* ; *M*— dispozitiv de memorare compatibil cu un calculator *C* care poate lucra fie în timp real, fie folosind doar rezultatele testării structurii aflate în vibrație ; *DV* — dispozitiv de vizualizare (osciloscop de obicei), care permite obținerea unor caracteristici specifice vibrațiilor măsurate (caracterul determinist sau aleatoriu, valoare maximă, perioadă, etc.).

În continuare se vor prezenta cîteva aspecte privind caracteristicile funcționale și constructive ale unui sistem specializat de testare automată

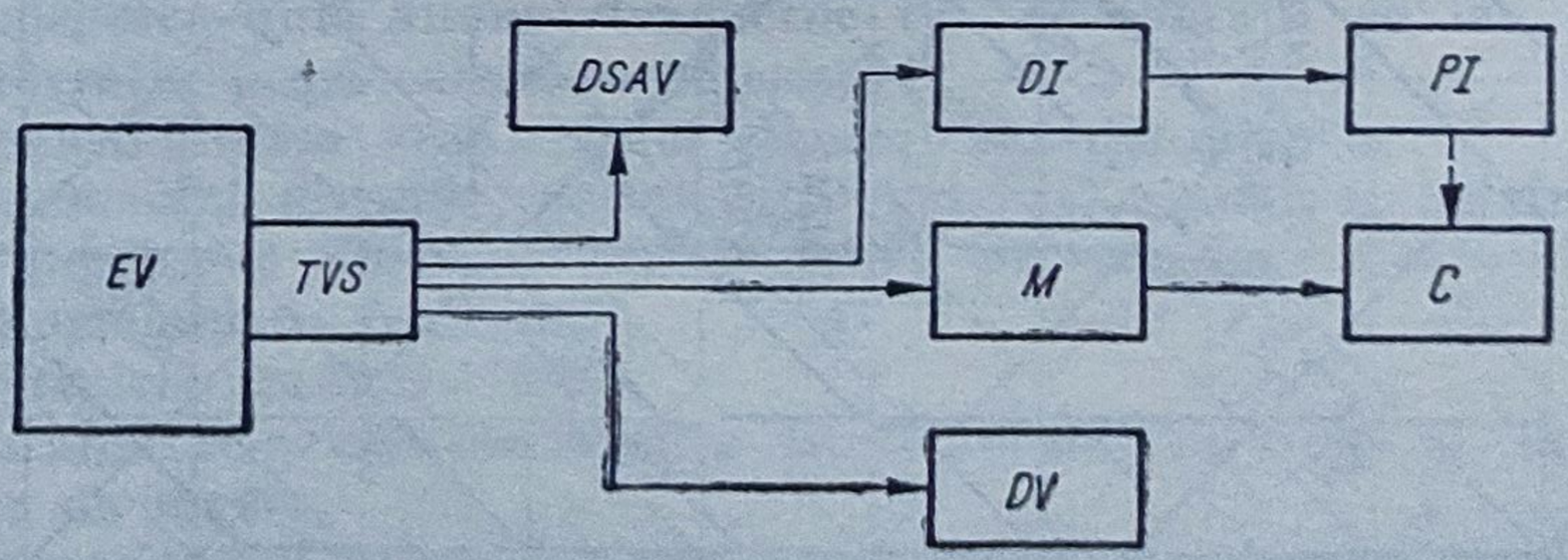


Fig. 9.43. Structura generală a unui sistem de măsurare și analiză a vibrațiilor.

a rulmenților [22]. Acest sistem se bazează pe analiza vibrațiilor specifice rulmenților, măsurate cu ajutorul unor traductoare piezoelectrice și prelucrate cu un sistem specializat realizat cu microprocesor. Acesta are ca funcțiuni de bază următoarele : automatizarea totală a operațiilor de măsurare a caracteristicilor rulmenților în vederea sortării în categorii de calitate ; măsurarea nivelului de zgomot al rulmenților și compararea acestuia cu nivelele standard specifice fiecărei categorii constructive de rulmenți ; selectarea în categorii de calitate a acestor rulmenți.

Schema bloc a părții de măsurare pentru acest sistem este prezentată în figura 9.44. Sistemul este proiectat în ideea că aprecierea calității rulmenților se face prin măsurarea valorii eficace a vibrațiilor (aceasta caracterizează atît încadrarea rulmentului în condițiile tehnice de calitate referitoare la abaterile dimensionale, de poziție, precum și performanțele dinamice ale rulmentului — turație nominală și maximă, raportul putere/viteză) și a raportului valoare de vîrf/valoare efectivă, care caracterizează existența unor surse de vibrații predominante ce generează vibrații de amplitudine mult mai mare decît nivelul mediu. Măsurarea se face asupra fiecărui rulment în trei poziții distincte, decalate cu 120°, pe fiecare față, deci în total în șase puncte. În acest scop, dispozitivul este prevăzut cu două broșe mecanice de fixare a rulmentului, existînd astfel posibilitatea măsurării pe cele două laturi ale rulmentului. Schema din figura 9.44 nu cuprinde decît elementele existente pe canalul *1* de măsurare corespunzător broșei *1* ; elementele pentru broșa *2* sînt similare. Semnificația notațiilor din această figură este următoarea :

TPM1 — traductorul de măsurare, care este de tip accelerometru piezoelectric și care sesizează vibrațiile rulmentului *R* amplasat pe broșa 1 ; *TPE1* — traductor de etalonare piezoelectric, care sesizează vibrațiile specifice broșei ; este necesar pentru a se asigura o mai mare precizie în aprecierea calității rulmenților ; *PAM* — preamplificator de măsurare, este de tipul amplificator de sarcină și este cuplat direct la traductorul *TPM1* ; structura acestuia este identică cu a preamplificatorului de etalonare *PAE*. Caracteristicile acestora au fost analizate în § 9.3 ; *AMR* — amplificatoare de măsurare avînd posibilitatea reglării factorului de amplificare, în funcție de caracteristicile rulmentului ; reglarea se poate face manual sau automat, în situația cînd se dorește a se efectua o comandă direct de către microprocesor ; *AME* — amplificator de măsurare de etalonare, care are aceeași structură ca și *AMR* ; *BFTB* — blocul filtrelor trece-bandă, prin care se asigură selectarea la începutul procesului de testare automată a uneia din cele patru benzi de frecvențe, specifice caracteristicilor rulmenților și tipului de aplicație. Domeniul total este 30 Hz pînă la 10 kHz ; *DVE* — detector de valoare efectivă ; *DV* — detector de valoare de vîrf, care este un circuit de eșantionare și memorare specific, la care memorarea se produce în momentul în care semnalul de intrare trece printr-un maximum ; *BAD* — bloc de achiziție de date, care asigură culegerea multiplexată a celor șase semnale analogice de intrare, conversia lor analog-numerică în semnale numerice de 8 biți și transmisia pe magistrala de date a microsistemului de calcul, construit pe baza unui microprocesor Intel 8080.

Fig. 9.44. Schema blocului de măsurare a vibraţiilor specifice rulmenţilor.

Bibliografie

1. *Broch, J. T.* **Mechanical vibration and Schock Measurements** Bruel & Kjaer, oct. 1980.
2. *Buzdugan, Gh.* **Măsurarea vibrațiilor,** Ed. Academici R.S.R., București 1979.
3. *Gafițeanu, M.* **Vibrații și zgomote,** Ed. Junimea, Iași, 1980.
4. *Buzdugan, Gh.* **Vibrații mecanice,** Ed. Didactică și Pedagogică, București, 1982.
5. *Ciocirdia, C.* **Bazele cercetării experimentale în tehnologia construcțiilor de mașini, Ed.** Did. și Pedagogică, București, 1979.
6. *Manolescu, P.* **Măsurări electrice și electronice,** Ed. Did. și Ped. București, 1979.
7. *Tolle, H.* **Măsurări în instalațiile termice,** Ed. Tehnică, București, 1972.
8. *Buzdugan, Gh.* **Izolarea antivibratorie a mașinilor,** Ed. Academiei RSR, București, 1980.
9. *Neubert, H.* **Instrument transducers,** Oxford University Press, Londra, 1963.
10. *Broch, J. T.* **Acoustic Noise Measurements,** Bruel & Kjaer, ian. 1971.
11. * * * **Documentație tehnică** Bruel & Kjaer, Endevco, Hottinger Baldwin.
12. *Ewins, D. J.* **Measurement and Application of Mechanical Mobility Data,** Solartron, 1978.
13. *Ionescu, G.* **Identificarea experimentală a proceselor automatizate,** Ed. Tehnică, București, 1971.
14. *Bichir, N.* **Zgomotul mașinilor și transformatoarelor electrice,** Ed. Tehnică, București, 1968.
15. *Hohan, I.* **Tehnologia și fiabilitatea sistemelor,** Ed. Did. și Ped., București, 1982.
16. * * * **Piezoelectric Accelerometers and Vibration Preamplifiers. Theory and application Handbook,** Bruel & Kjaer, 1978.
17. * * * Catalog Burr Brown.
18. * * * Catalog Analog Devices.
19. *Savii, Gh.* **Laseri,** Ed. Facla, Timișoara, 1981.
20. *Torben, R.* **Calibration and Standards Vibration and Schock Measurements,** in Technical Review, B&K, nr. 4, 1981.
21. * * * Catalog Bruel & Kjaer, 1982.
22. *Ionescu, G.* și colectiv. **Sistem cu μP pentru automatizarea testării la zgomot a rulmenților,** Studiu tehnic.

Capitolul 10

Traductoare pentru forțe și momente

10.1. Considerații generale

Traductoarele pentru forțe și momente sînt necesare în primul rînd pentru supravegherea structurilor cinematice supuse la regimuri variabile de încărcare (de exemplu, mașini-unelte, roboți, linii transportoare, etc.); în aceste situații, forța apare ca vector, determinarea direcției în care acționează forța fiind esențială. Un caz particular în care interesează doar valoarea absolută a forței, iar direcția este a priori cunoscută îl constituie operația de cîntărire automată, deci de determinare a greutății unei mase. În toate aceste cazuri forța poate fi caracterizată și prin accelerația pe care o imprimă structurii cinematice:

$$F = kma \tag{10.1}$$

unde F este forța ce acționează asupra masei m, a este accelerația, iar k un coeficient care depinde de unități. În SI pentru $[m] = 1$ kg și $[a] = 1$ m/s^2, $k = 1$ și $[F] = 1$ N.

Momentul M este produsul dintre forță și distanța dintre direcția forței și axa (centrul) de rotație (brațul forței):

$$M = Fl \text{ sau } M = Ja_u = J\frac{d\omega}{dt} = J\frac{d^2\theta}{dt^2} \tag{10.2}$$

unde l este brațul forței, J — momentul de inerție, a_u — accelerația unghiulară. Momentul poate fi de încovoiere, de torsiune sau de forfecare. În procesele industriale cel mai frecvent se măsoară momentul de torsiune, numit și cuplu, motiv pentru care în lucrare se vor face referiri în special la traductoarele de cuplu. În SI unitatea de măsură pentru moment este [Nm].

În strînsă legătură cu măsurarea forțelor de întindere sau compresie este măsurarea alungirii relative (apreciată prin efortul unitar), care reprezintă deformația produsă de forța ce acționează pe unitatea de suprafață într-un solid:

$$\varepsilon = \frac{\sigma}{E} \tag{10.3}$$

unde ε este deformația; σ — efortul unitar, E — modulul de elasticitate. Uzual ε se exprimă în [mm/m] sau în [μm/m].

Conversia deformației în semnal util este în prezent cea mai răspîndită metodă de obținere a traductoarelor de forțe și momente, datorită posibi-

lităților tehnice de valorificare relativ simplă a efectului tensorezistiv, care constă din modificarea rezistenței unui conductor atunci cînd acesta este supus la un efort care îi provoacă alungirea sau compresia. Pus în evidență încă din 1856, de lord Kelvin, efectul tensorezistiv a devenit utilizabil în tehnică după aproximativ 75 de ani, odată cu apariția primei mărci tensometrice. De atunci, elementele sensibile cu mărci tensometrice au cunoscut o rapidă dezvoltare, atît datorită simplității constructive, cît mai ales datorită simplității relative a circuitelor de conversie a variației de rezistență în semnal util (adaptoarele — uzual punți de tip Wheatstone).

Pe lîngă elementele sensibile tensorezistive, în construcția traductoarelor de forță se mai utilizează elemente sensibile parametrice de tip inductiv și capacitiv, care nu sînt însă specifice pentru aceste mărimi și traductoare generatoare bazate pe efecte de material — efect magnetostrictiv, efect piezoelectric — ultimile fiind mult utilizate la traductoarele de accelerație și prin aceasta permițînd și aprecierea eforturilor, dar numai pentru măsurări dinamice.

Recent au apărut mai multe tipuri de traductoare industriale (în special de presiune și de efort), care utilizează elemente sensibile de tip coardă vibrantă. Aceste traductoare s-au impus prin performanțe ridicate și mai ales prin posibilitatea comodă de furnizare sub formă numerică a semnalului de ieșire, prin tehnici de conversie numerică a frecvenței, motiv pentru care se întîlnesc sub denumirea de traductoare cvasinumerice.

10.2. Traductoare de tip tensorezistiv

10.2.1. Principiul de funcționare al elementelor sensibile tensorezistive.

Considerînd un conductor uniform de secțiune A, lungime l și rezistivitate ρ, variația rezistenței sale datorită variației dimensiunilor produse de alungirea Δl, va fi :

$$\Delta R = \frac{\rho}{A}\Delta l - \rho \cdot \frac{l}{A^2}\Delta A + \frac{l}{A}\Delta\rho$$

sau prin împărțire la R, variația relativă va fi :

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta l}{l} - \frac{\Delta A}{A} + \frac{\Delta\rho}{\rho} \tag{10.4}$$

Întrucît însă :

$$\frac{\Delta A}{A} = -2\mu\frac{\Delta l}{l} \tag{10.5}$$

unde μ este coeficientul lui Poisson (raportul dintre contracția transversală și alungire) și admițînd pentru rezistivitate o variație liniară cu volumul V, de forma :

$$\frac{\Delta\rho}{\rho} = k\frac{\Delta V}{V} = k\,\frac{\Delta l A + l\Delta A}{V} = k\,(1-2\mu)\frac{\Delta l}{l} \tag{10.6}$$

rezultă în final expresia :

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta l}{l}[1 - 2\mu + k(1 - 2\mu)] = K\frac{\Delta l}{l} = K\varepsilon \qquad (10.7)$$

Deoarece în practică elementele tensorezistive se întîlnesc sub denumirea unanim acceptată de marcă tensometrică, coeficientul K din relația (10.7) poartă numele de *factor de marcă*. El depinde de natura materialului (coeficientul k din relația (10.6) și de tehnologia de realizare a mărcii și reprezintă sensibilitatea acestui senzor (variația relativă de rezistență raportată la alungirea relativă).

10.2.2. Caracteristicile mărcilor tensometrice

Principalele caracteristici ale mărcilor tensometrice sînt determinate de natura materialului din care se realizează. Din acest punct de vedere ele se grupează în patru categorii.

a) **Mărci tensometrice din conductor metalic.** Mărcile tensometrice de acest tip pot fi : cu capete libere, aderente prin lipire, transferabile pe suprafață, sudabile.

Marca cu capete libere (nelipită) constă dintr-o sîrmă întinsă între două suporturi ; se utilizează în prezent doar la doze tensometrice destinate operațiilor de cîntărire, pentru alte aplicații nu oferă precizia necesară datorită dificultăților de amplasare și sensibilității reduse.

Marca aderentă prin lipire (uzual denumită marcă lipită) se fixează pe suprafața piesei supuse la efort cu un adeziv special. Cea mai utilizată configurație este cea din figura 10.1 și constă dintr-un filament de sîrmă subțire dispus în zig-zag și cimentat la bază. Conductoarele se sudează la terminalele filamentului, pentru a facilita conexiunile electrice externe. Lungimea configurației (exclusiv conexiunile) este lungimea activă a mărcii.

Alegerea materialului pentru filament se bazează pe mai multe criterii :

— materialul trebuie să ofere un factor de marcă K cît mai mare și o bună liniaritate ;

— coeficientul de variație a rezistivității cu temperatura α să fie cît mai mic pentru a minimiza erorile de temperatură ;

— filamentul trebuie să aibă o rezistență mecanică ridicată, pentru a evita deformările plastice și pentru a suporta eforturi mari ;

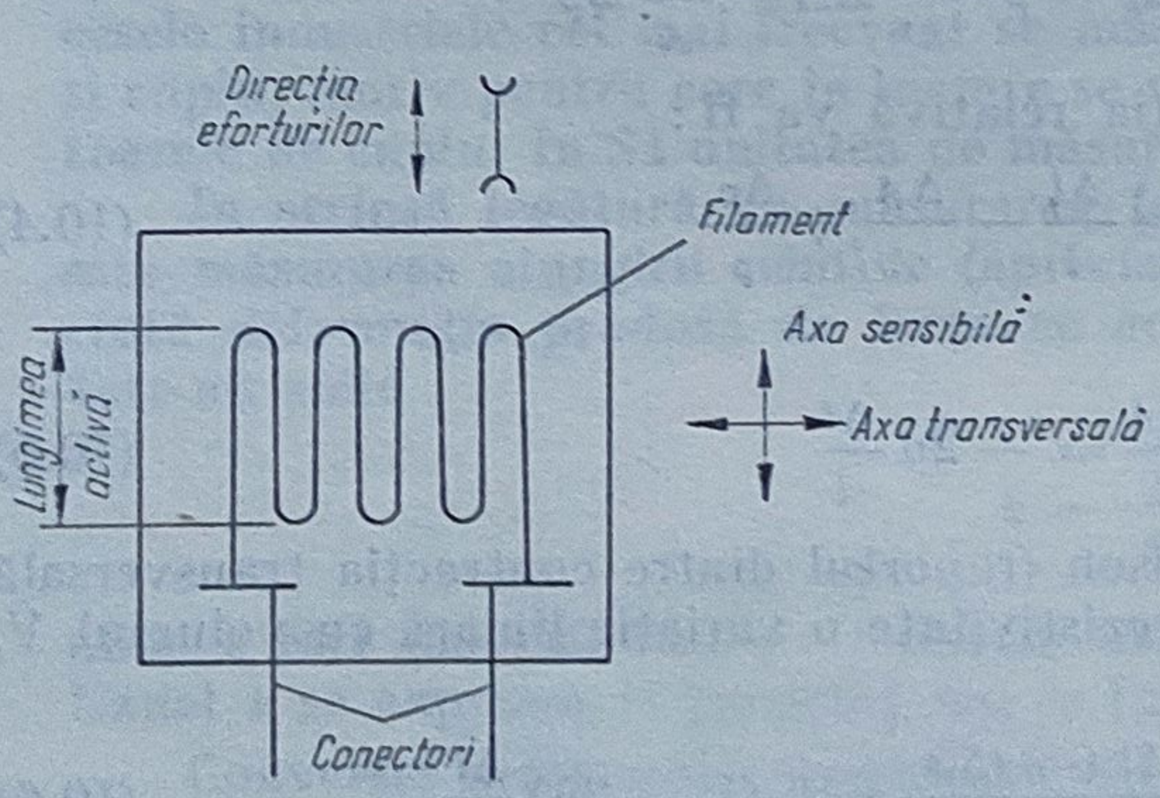


Fig. 10.1. Marcă tensometrică cu filament.

— materialul trebuie să genereze la joncțiunile filamentului cu conductorii un potențial termoelectric e_t cît mai mic posibil ;

— coeficientul de dilatare trebuie să fie cît mai apropiat de cel al materialului din care este confecționată piesa ;

— limita de elasticitate să fie cît mai ridicată, iar histerezisul — pe cît posibil redus.

Factorul de marcă este practic același la alungire și la compresie, modificări mici ($\leqslant 5\%$) putînd să apară datorită adezivilor și modului de dispunere a filamentului pe suport.

Mai multe tipuri de materiale se utilizează drept suport (bază). Cel mai răspîndit este suportul din hîrtie de nitroceluloză, utilizabil la aplicații la care temperatura variază în domeniul $-70° \ldots +70°C$, cu grosimi de ≈ 40 μm.

Pentru domenii de temperatură mai largi ($-180 \div 120°$) este necesar suportul din rășină epoxi. Celuloza impregnată cu bachelită ori cu fibră de sticlă poate suporta 180°C. Deși în majoritatea cazurilor filamentul se lipește de suport, există și mărci la care filamentul înconjoară suportul (marcă bobinată), după care acesta se cimentează între două plăcuțe protectoare subțiri.

Terminalele conductoare sînt de obicei din aliaje : Ni-Cu : OL-Cu ; Ni-Ag ; Ni-Cr. Ele se îmbracă în plastic, sau la aplicații la temperaturi înalte, în manșoane de sticlă.

Mărcile transferabile se execută pe suporturi adezive, care se dispun pe suprafața supusă la efort fără alt liant (ciment). Materialul utilizat este de obicei plasticul (vinil), dar se mai pot folosi : poliester, poliamidă, azbest.

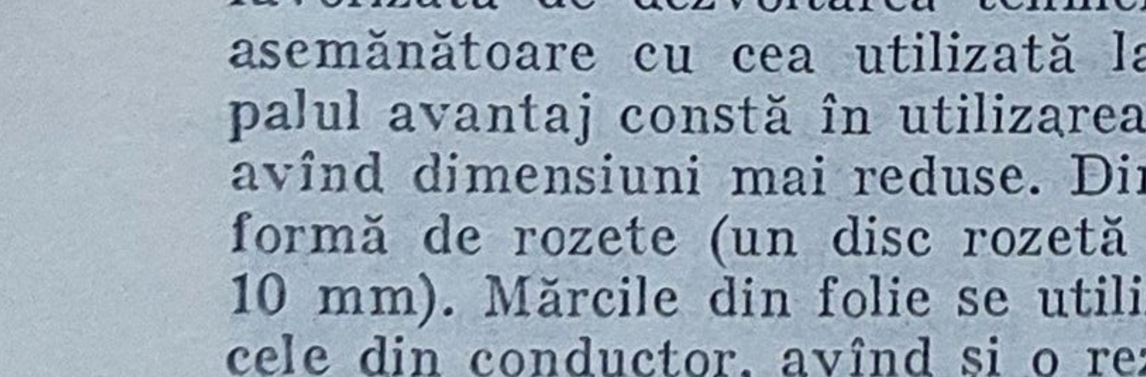
O categorie aparte o constituie configurațiile multiple de mărci (rozete), dar care se întîlnesc mai frecvent în altă tehnologie, la care se fac referiri în paragraful următor.

În sfîrșit, mărcile sudabile se montează pe suporți metalici (de dorit din același material ca suprafața pe care se fixează), avînd baza mai largă decît corpul principal pe care se dispune marca. Datorită dimensiunilor reduse, montarea lor implică tehnici speciale de microsudură, dar utilizarea lor este uneori absolut necesară în aplicații dificile (de exemplu, dispunerea pe pereții rezervoarelor de lichide criogenice).

b) **Mărci tensometrice din folii metalice.** Apariția acestor mărci a fost favorizată de dezvoltarea tehnicii industriale, tehnologia de realizare fiind asemănătoare cu cea utilizată la elaborarea circuitelor imprimate. Principalul avantaj constă în utilizarea mai bună a suprafeței — mărcile din folie avînd dimensiuni mai reduse. Din acest motiv ele se utilizează frecvent sub formă de rozete (un disc rozetă cu 3 elemente ocupă un diametru de cca 10 mm). Mărcile din folie se utilizează în general la eforturi mai mari decît cele din conductor, avînd și o rezistență la distrugere superioară, în special în raport cu mărcile transferabile.

Folia, conductorii terminali și suportul sînt similare cu cele utilizate la mărci cu filament, predominante pentru materialul foliei fiind : constantanul și nicromul.

În figura 10.2 se prezintă 3 configurații tipice de mărci din folii ; *a* — de lățime normală (mai lungi pe axa sensibilă, pentru a reduce efectele efortului transversal) ; *b* — de lățime sporită, recomandabilă atunci cînd efortul trans-



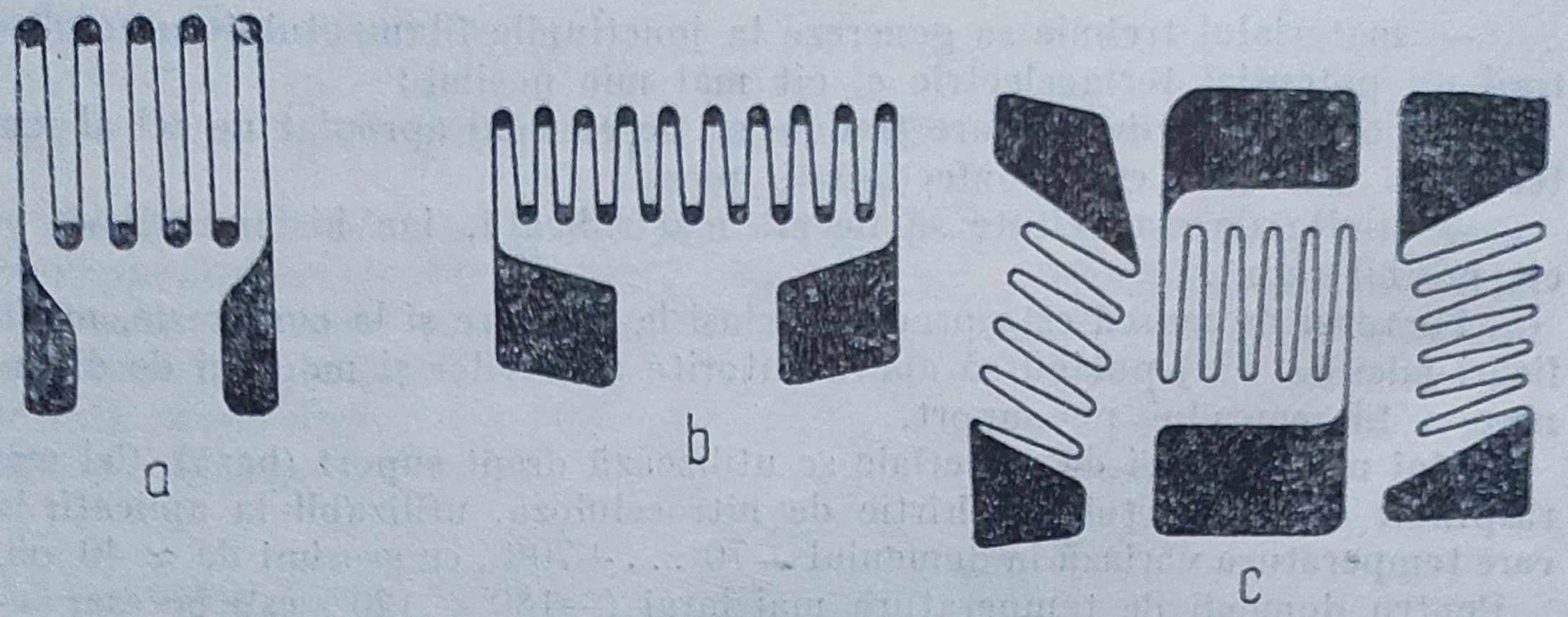


Fig. 10.2. Mărci tensometrice din folii :
a — lățime normală ; *b* — lățime sporită ; *c* — rozetă.

versal este neglijabil, deoarece disipă o putere mai mare decît configurația normală, ceea ce permite alimentarea la tensiunii mai mari ; *c* — rozete cu 3 elemente în configurație V.

Rozetele se utilizează în situațiile în care direcțiile de aplicare ale efortului sînt necunoscute. Uzual se folosesc 3—4 elemente dispuse la 60° sau 45°, care permit determinarea direcțiilor și valorilor deformațiilor.

O aplicație particulară a mărcilor din folie o constituie marca efort/deformație [2] compusă din 2 elemente sensibile la efort uniaxiale, orientate la 90° una față de alta. Cele 2 elemente au o conexiune comună, astfel încît pot fi utilizate fie independent, pentru măsurări convenționale de deformație, fie înseriate, situație în care permit determinarea efortului unitar pe axa principală a mărcii.

În tabelul 10.1 sînt enumerate principalele tipuri de mărci din metal (filament și folii) (după [1]).

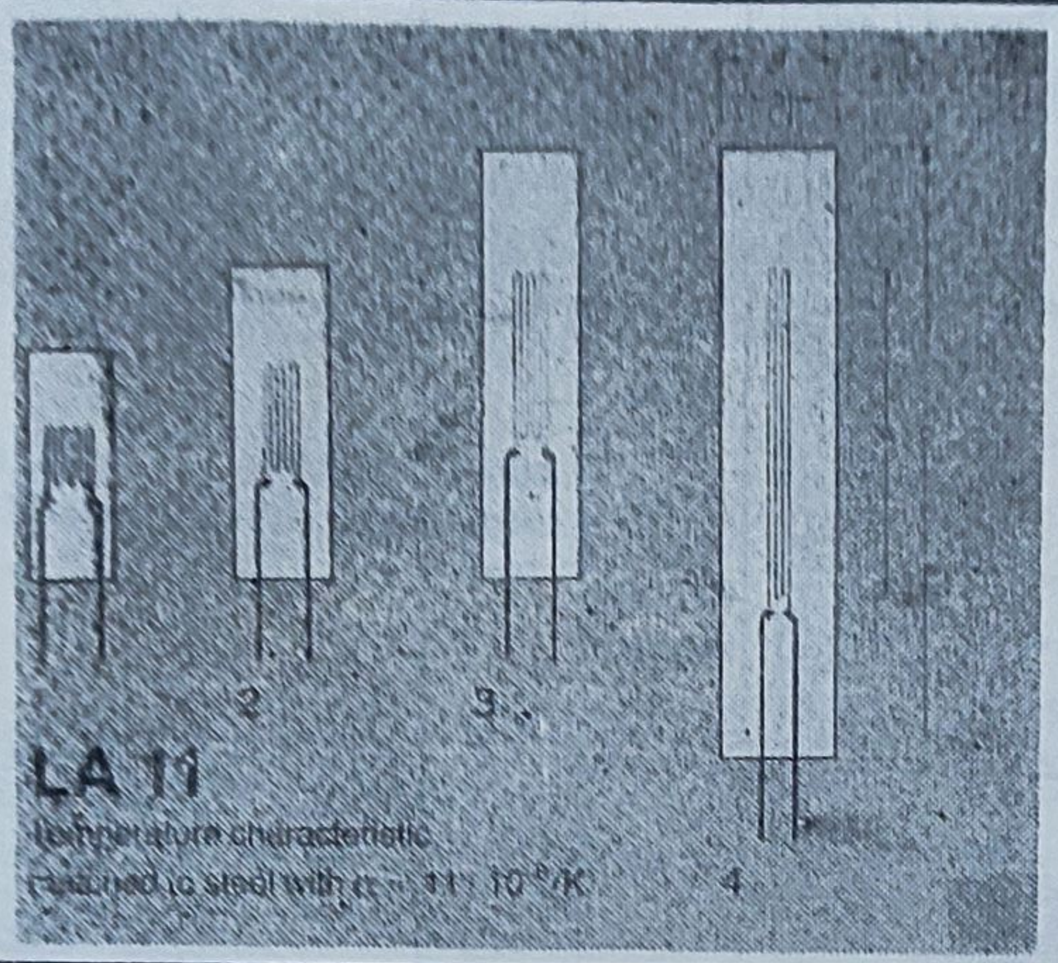
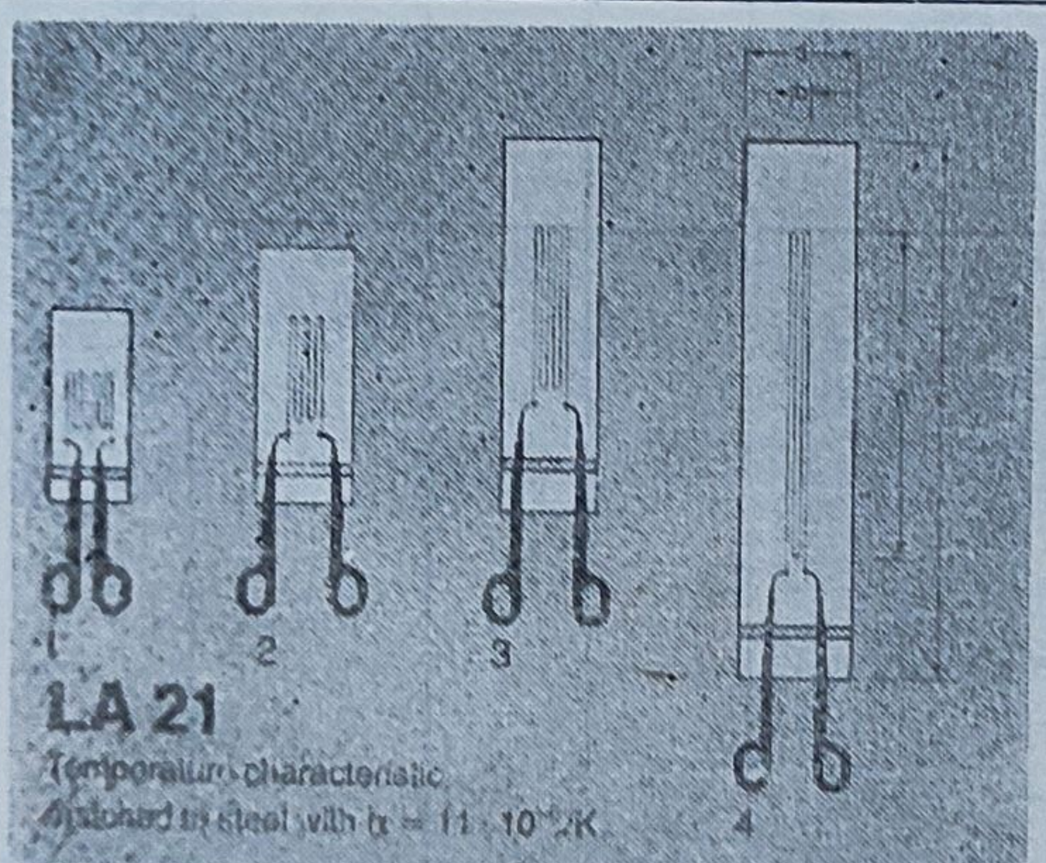
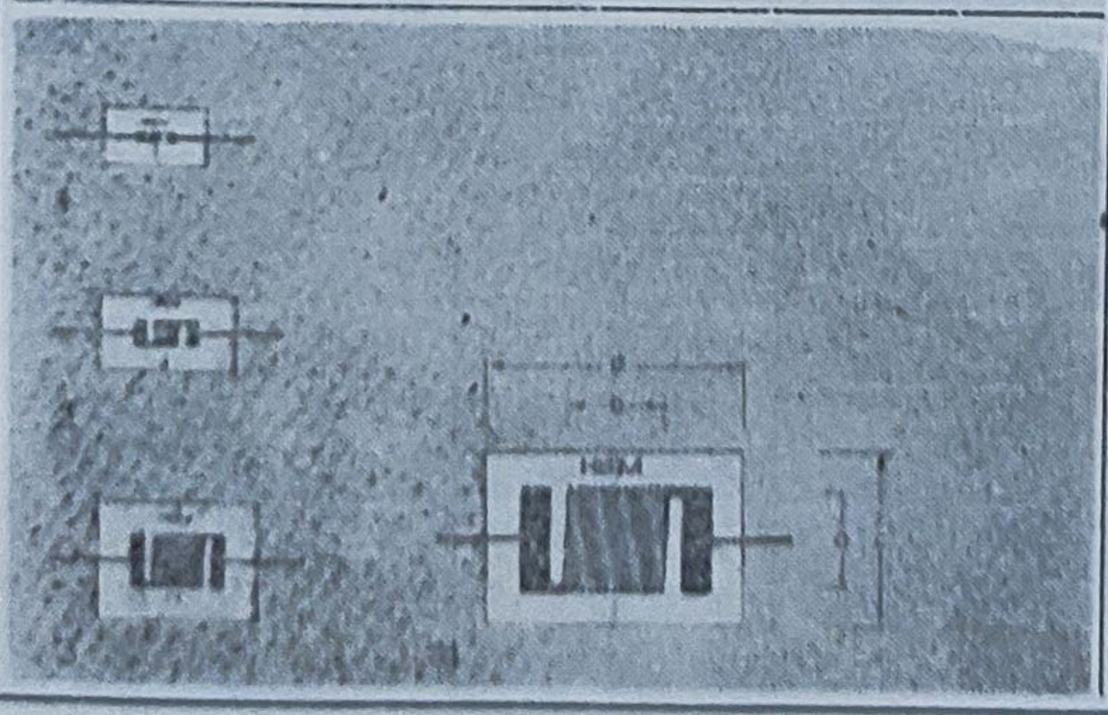
c) **Mărci obținute prin depuneri metalice.** Aceste mărci se realizează direct pe suprafața impusă măsurării, după ce aceasta a fost în prealabil acoperită cu un strat izolator. Marca se formează prin metode de evaporare sau de bombardare cu particule. Principala aplicație pînă în prezent a fost la diafragme pentru traductoare de presiune, dar există tendințe de utilizare și la traductoare de forță și cupluri. De dimensiuni sensibil reduse, ele oferă și avantajul că suportă temperaturi înalte (1 200°C).

d) **Mărci tensometrice semiconductoare** [3]. Începînd din anii 1950, cînd s-au pus pentru prima oară în evidență efecte piezorezistive în semiconductoare, s-au dezvoltat și elemente tensometrice semiconductoare. Caracterizate printr-un factor de marcă net superior (50—200) față de cele metalice (maxim 6, uzual 2), mărcile semiconductoare au dezavantajul unei neliniarități mai pronunțate, al compensării mai dificile a erorilor de temperatură și chiar al unor probleme mai dificile legate de dispunerea pe suprafața de măsurat.

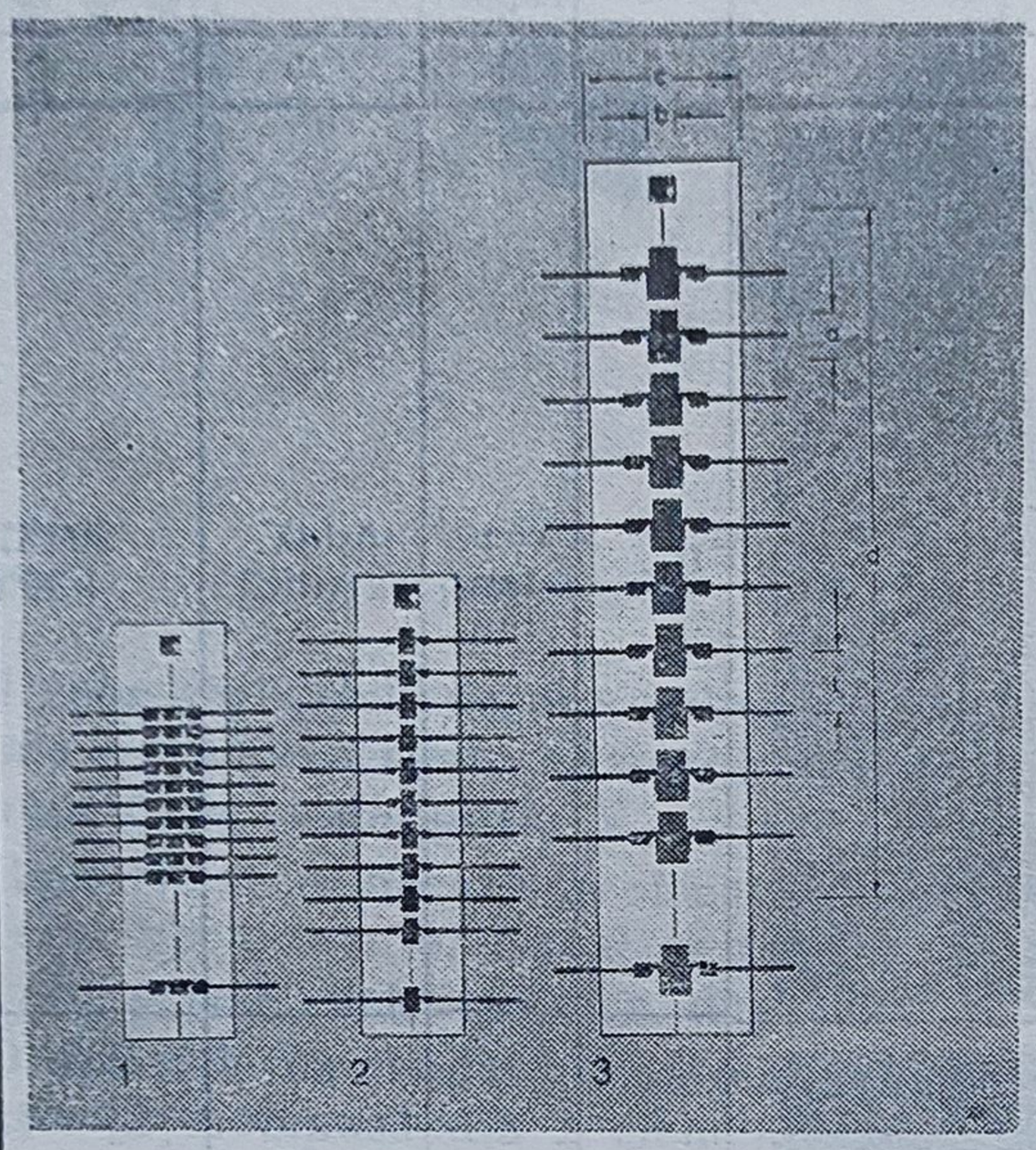
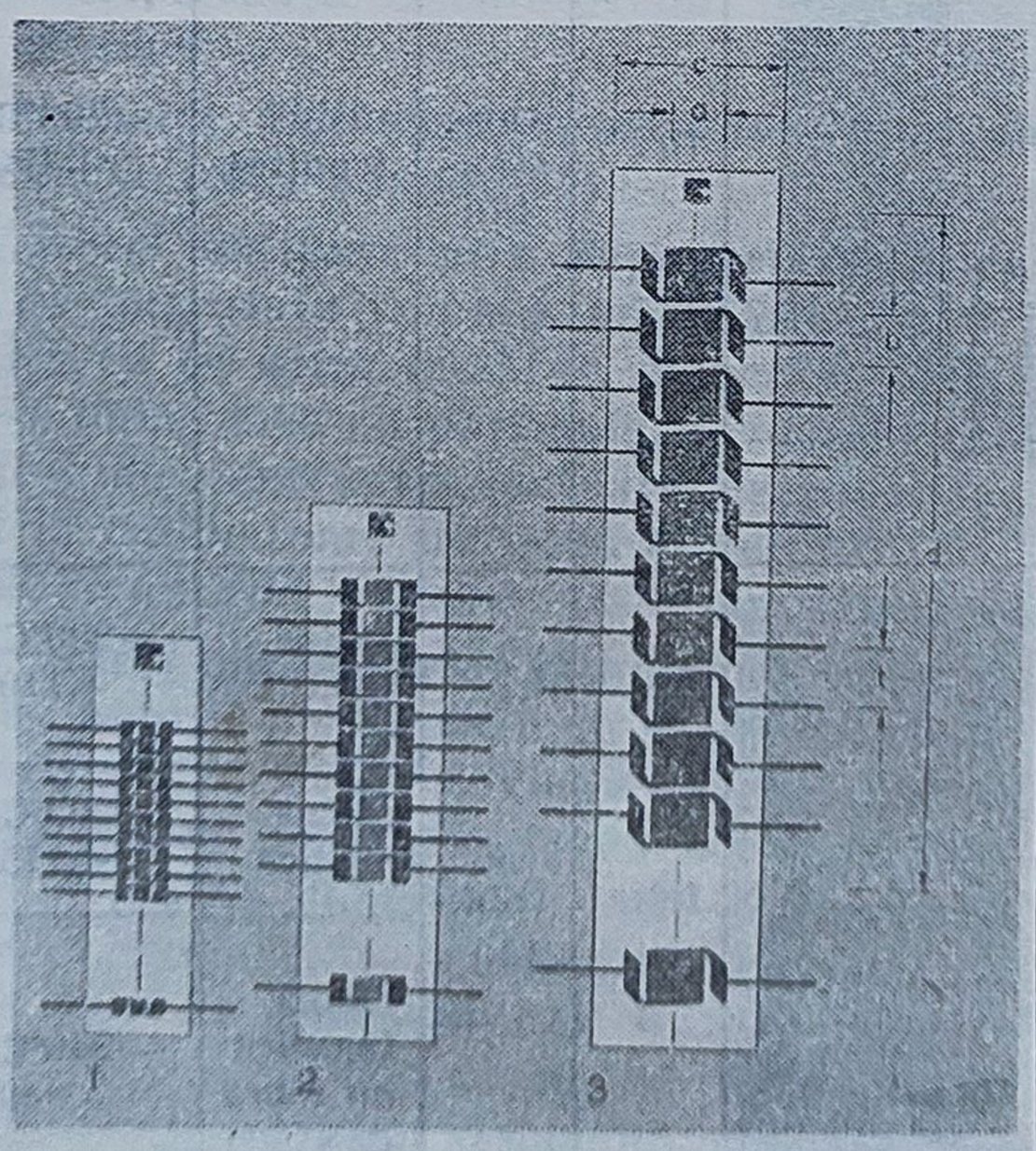
Rezistivitatea unui semiconductor este invers proporțională cu produsul dintre sarcina electrică, numărul de purtători și mobilitatea. Amplitudinea

Tabelul 10.1

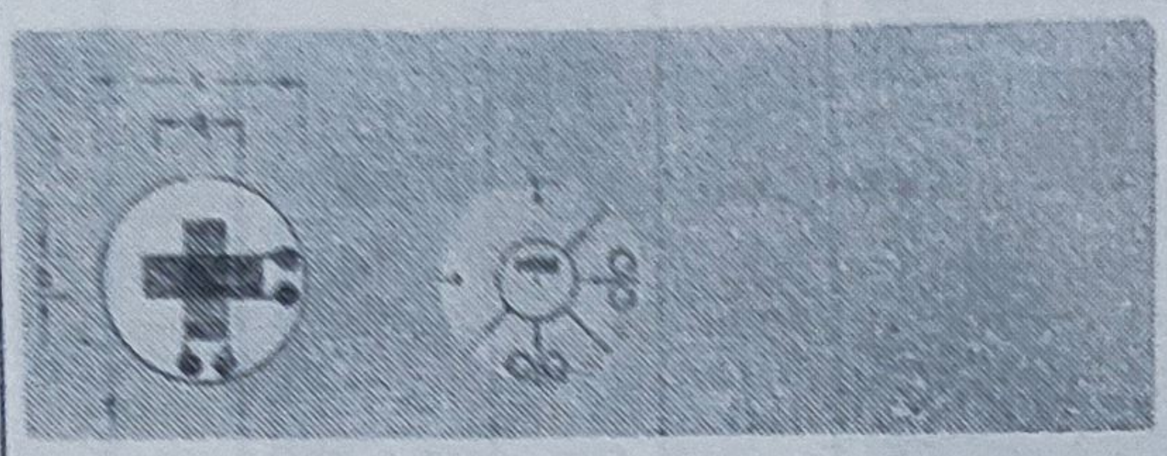
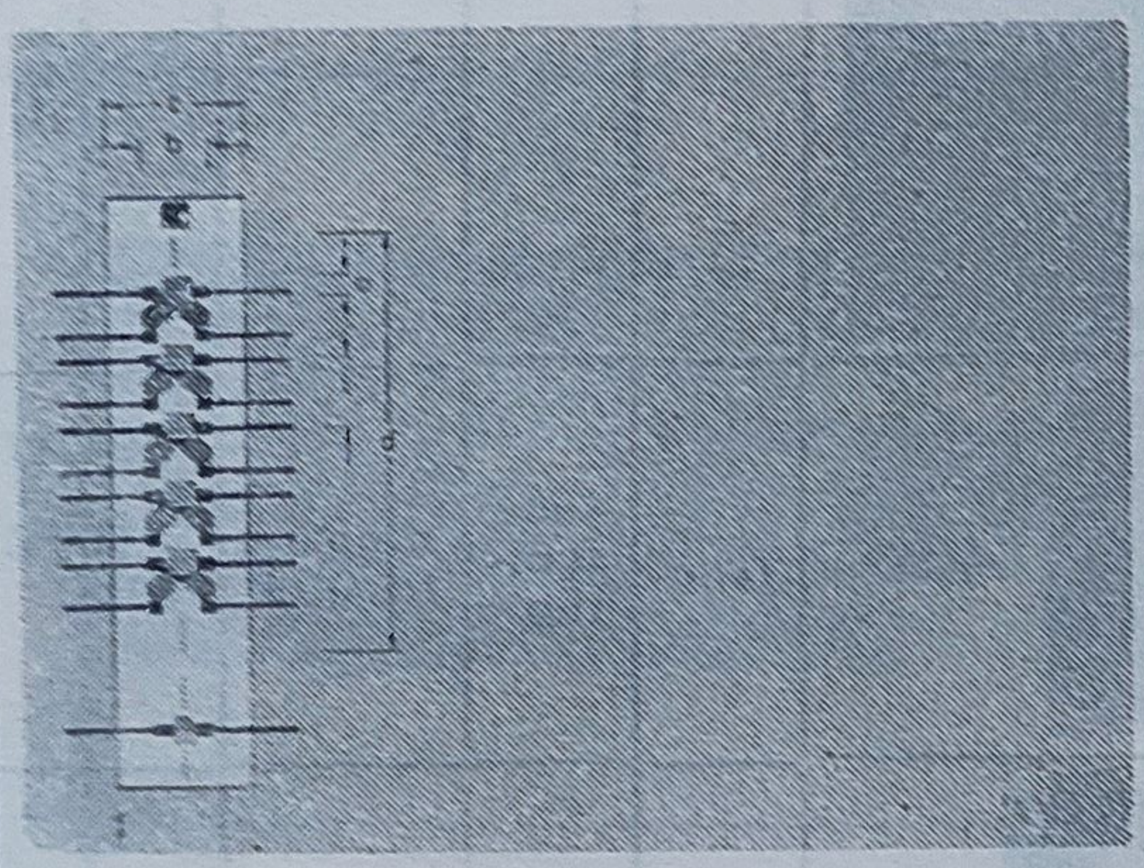
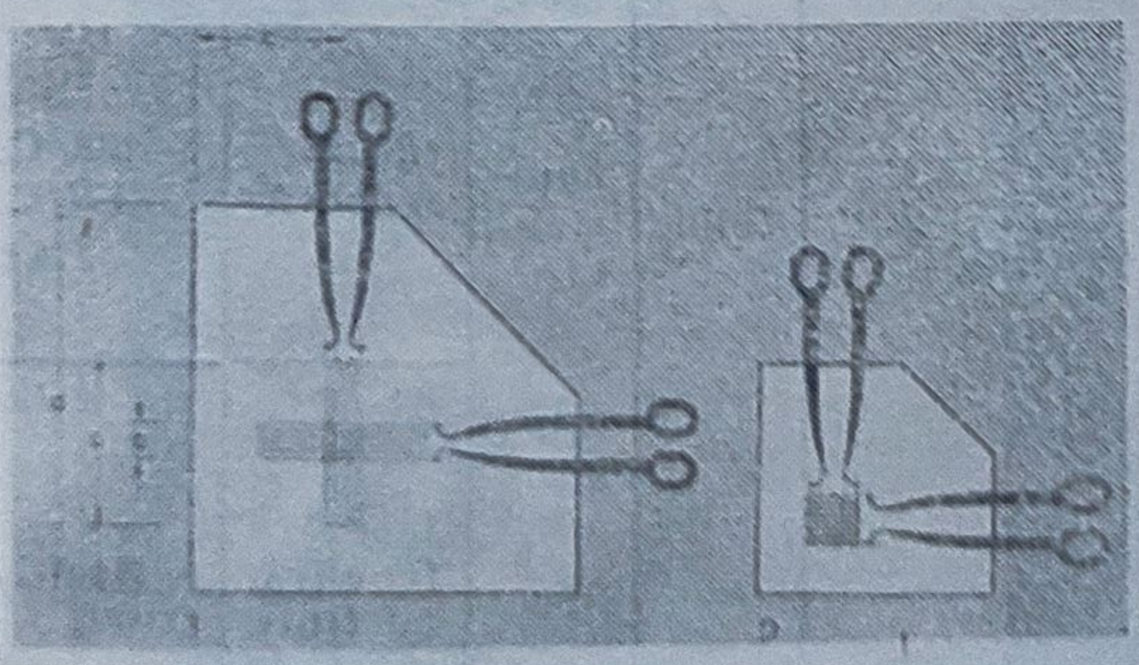
Tipuri de mărci tensometrice

Nr. crt.	Schiţa elementului sensibil	Felul reţelei	Materialul reţelei	Materialul suportului	Domeniul de temperatură
1	2	3	4	5	6
1		fir.	constantan	răşină acrilică	−200°C... +80°C
2		fir.	constantan	răşină fenolică	−200°C... +150°C
3		folie	constantan	răşină epoxidică	−200°C... +110°C
				răşină fenolică	−200°C... +175°C
				răşină fenolică cu fibră de sticlă	−240°C... −230°C

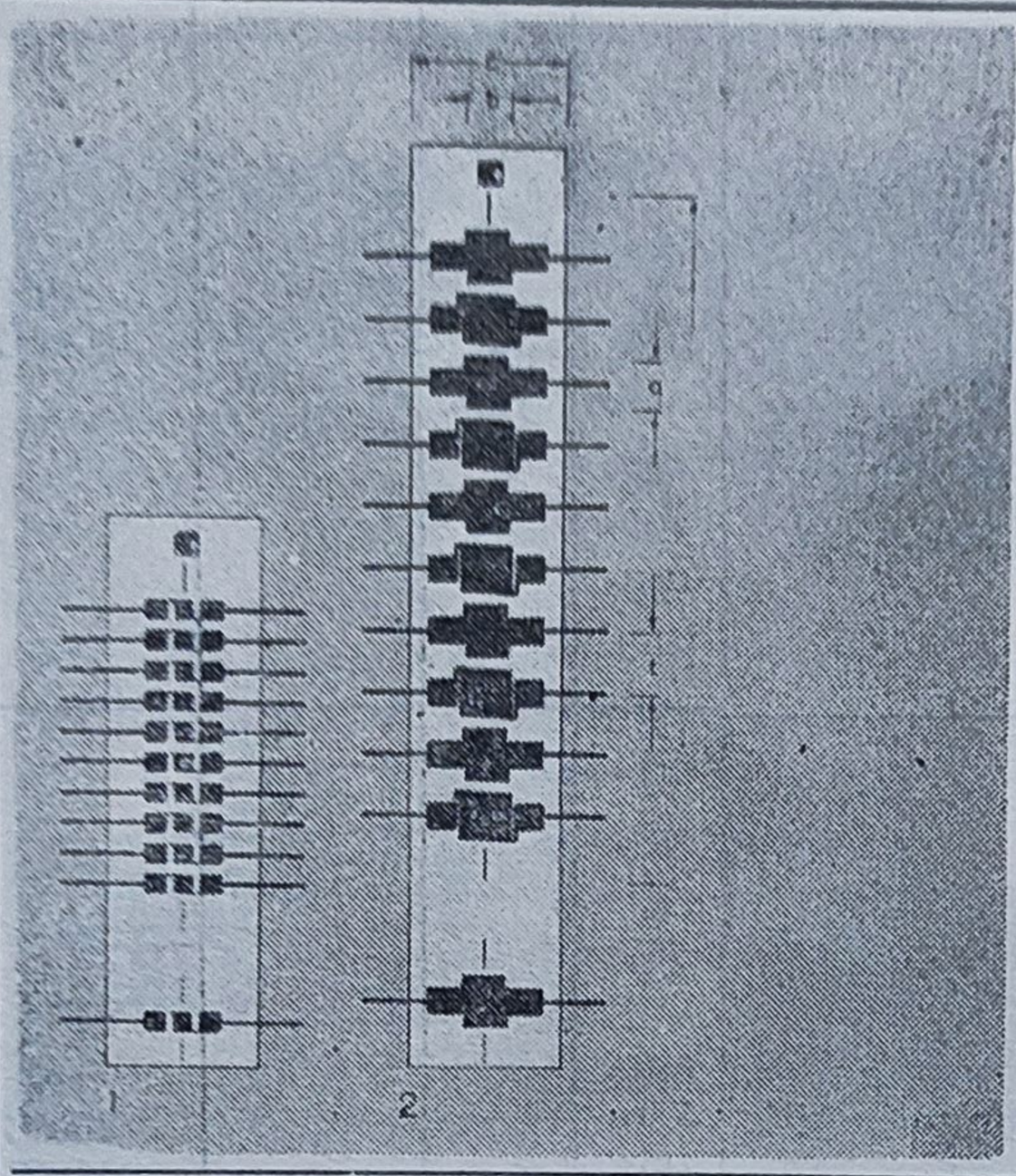
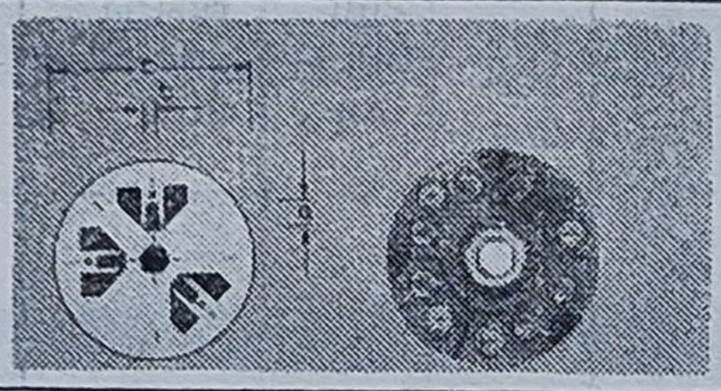
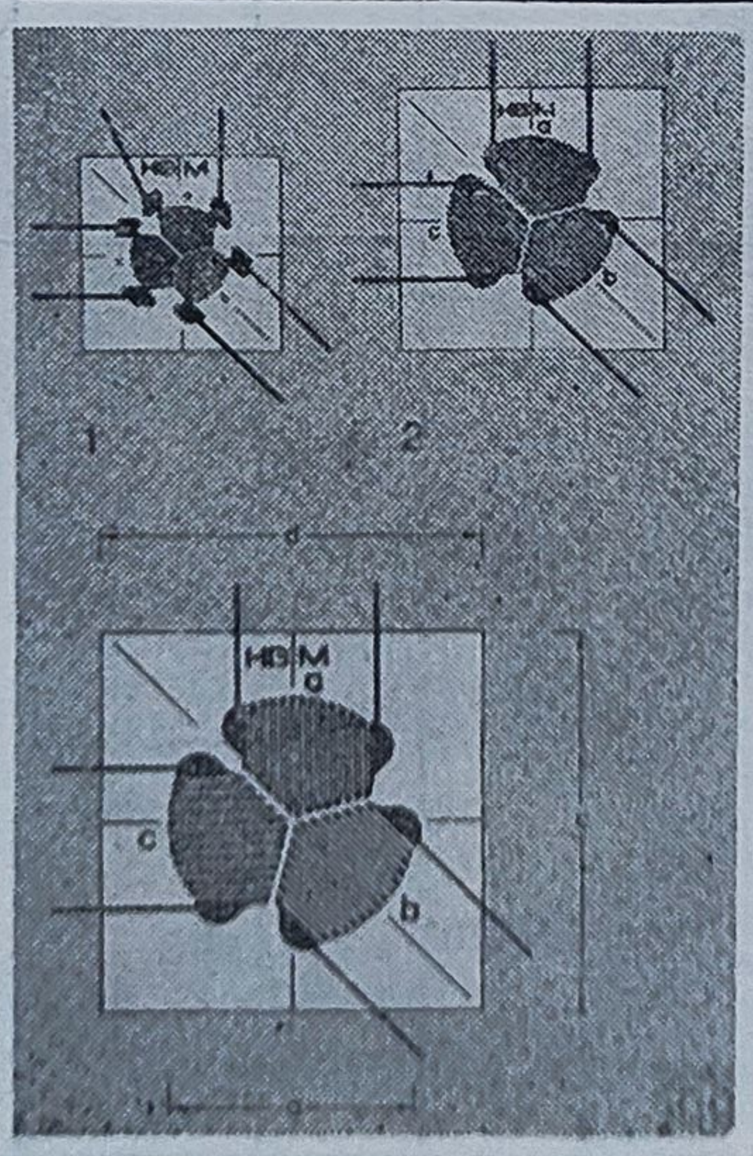
Tabelul 10.1 (continuare)

1	2	3	4	5	6
4		folie 10+1 trad. pe același suport	constantan	rășină epoxidică	−200°C... +110°C
5		folie 10+1 trad. pe același suport	constantan	rășină epoxidică	−200°C... +110°C

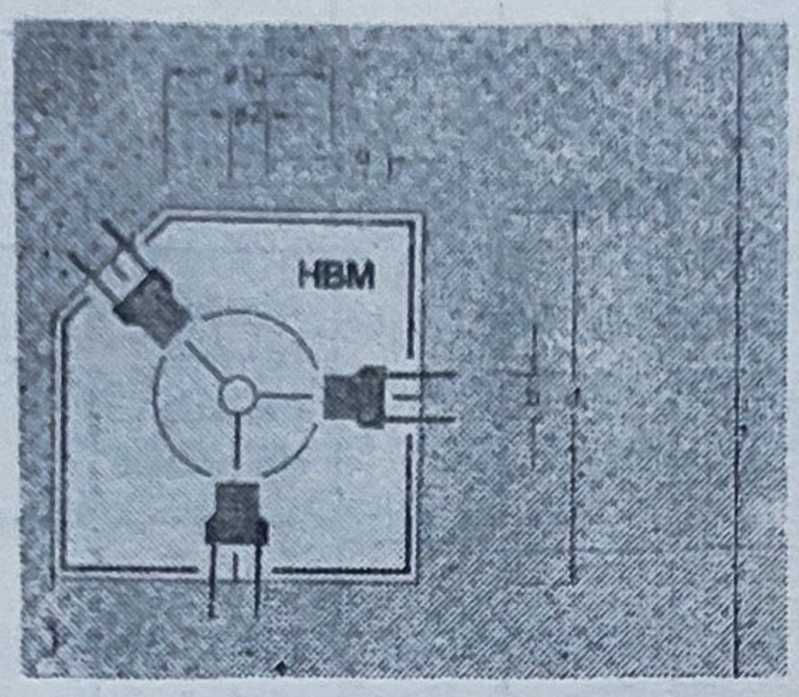
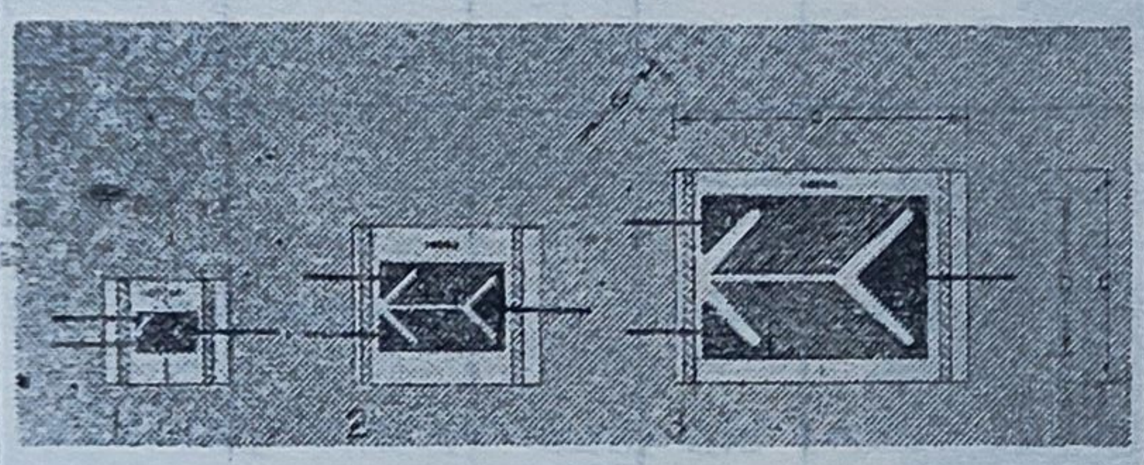
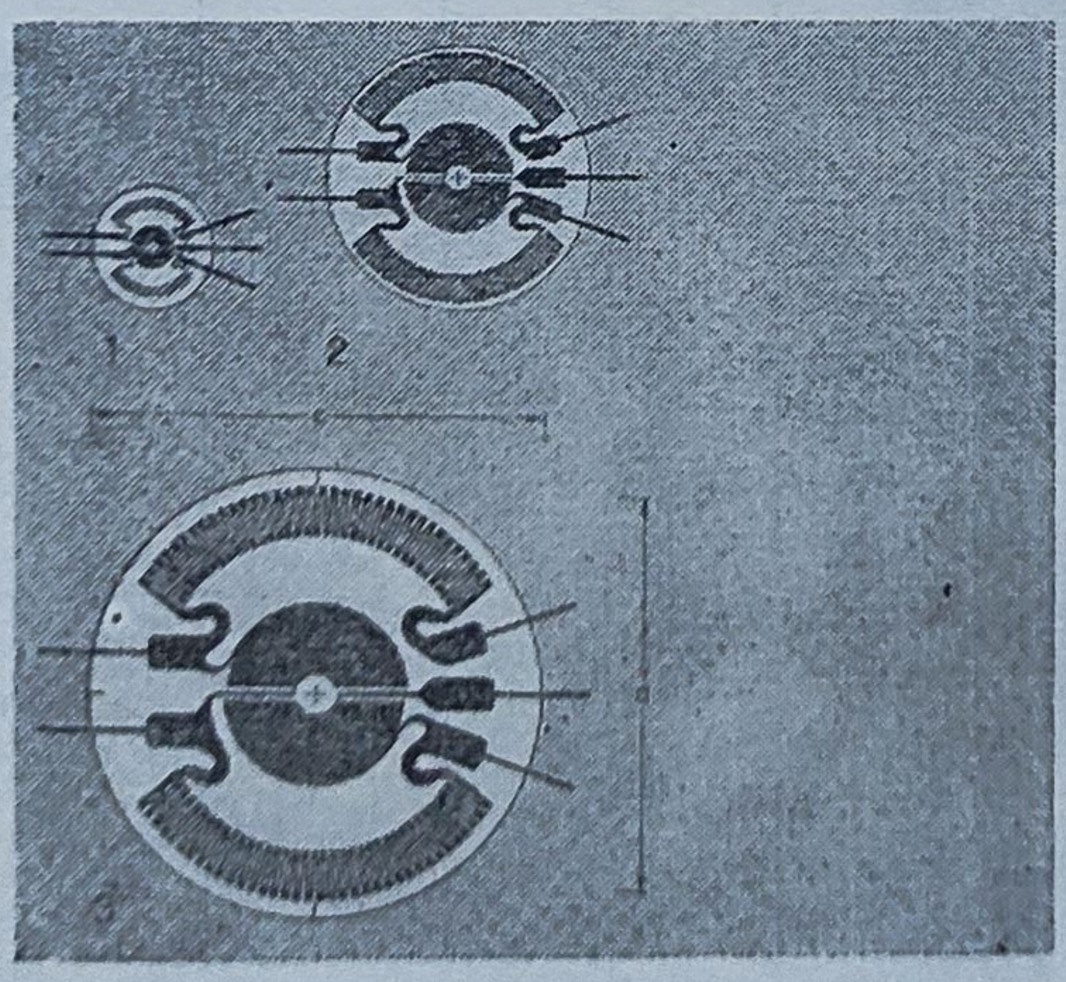
Tabelul 10.1 (continuare)

1	2	3	4	5	6
6		folie	constantan	rășină fenolică cu fibre de sticlă	−240°C +230°C
7		folie 5 rozete pe același suport	constantan	rășină epoxidică	−200°C... +110°C
8		fir	constantan	rășină acrilică	−200°C... +80°C

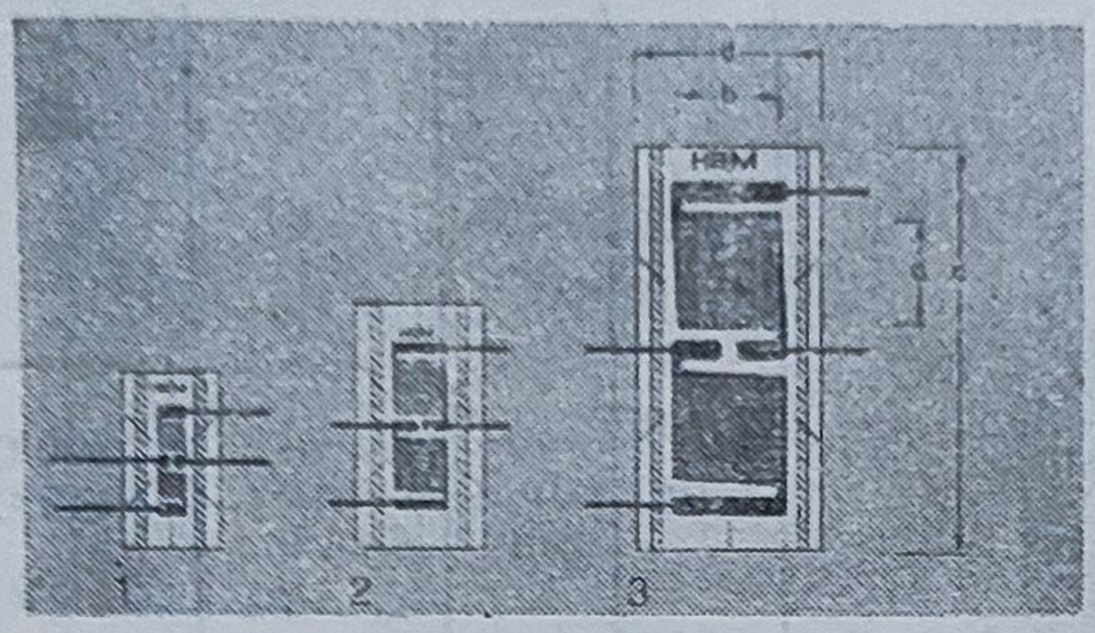
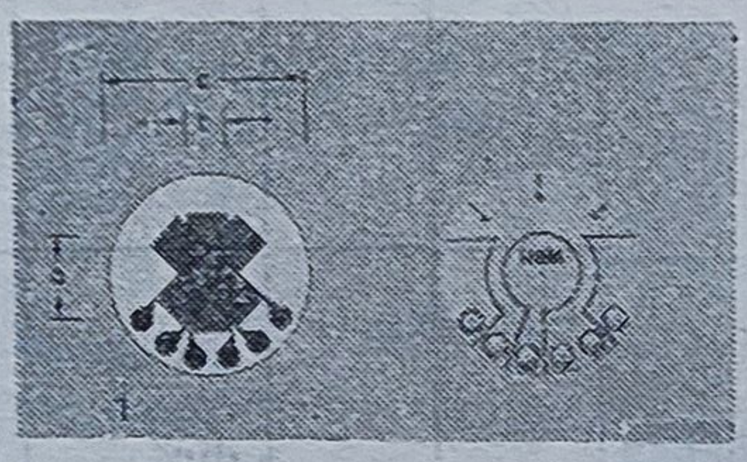
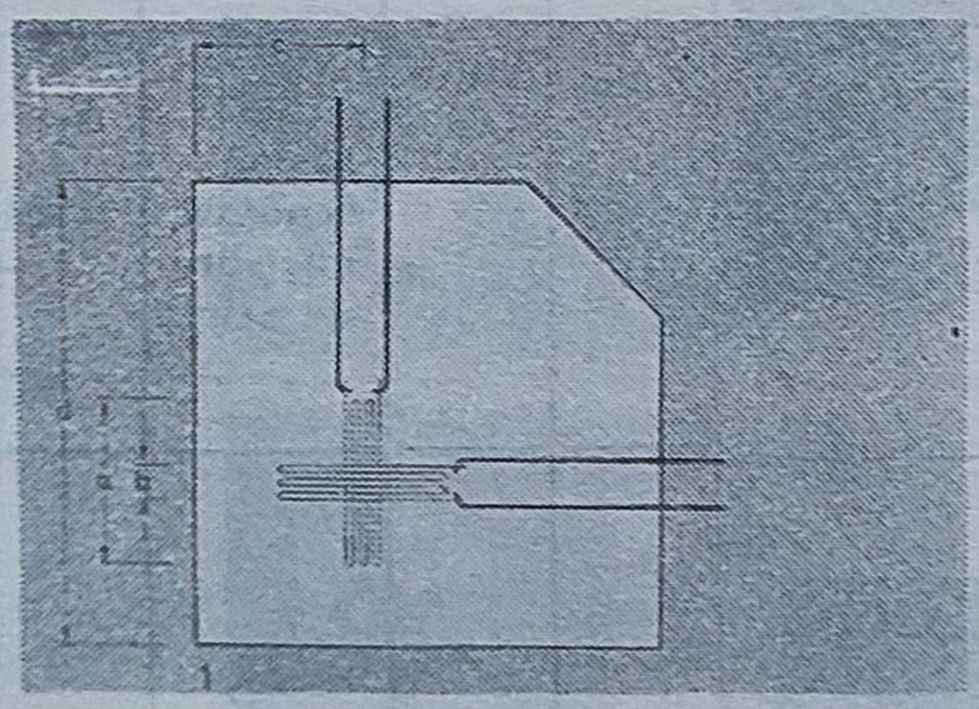
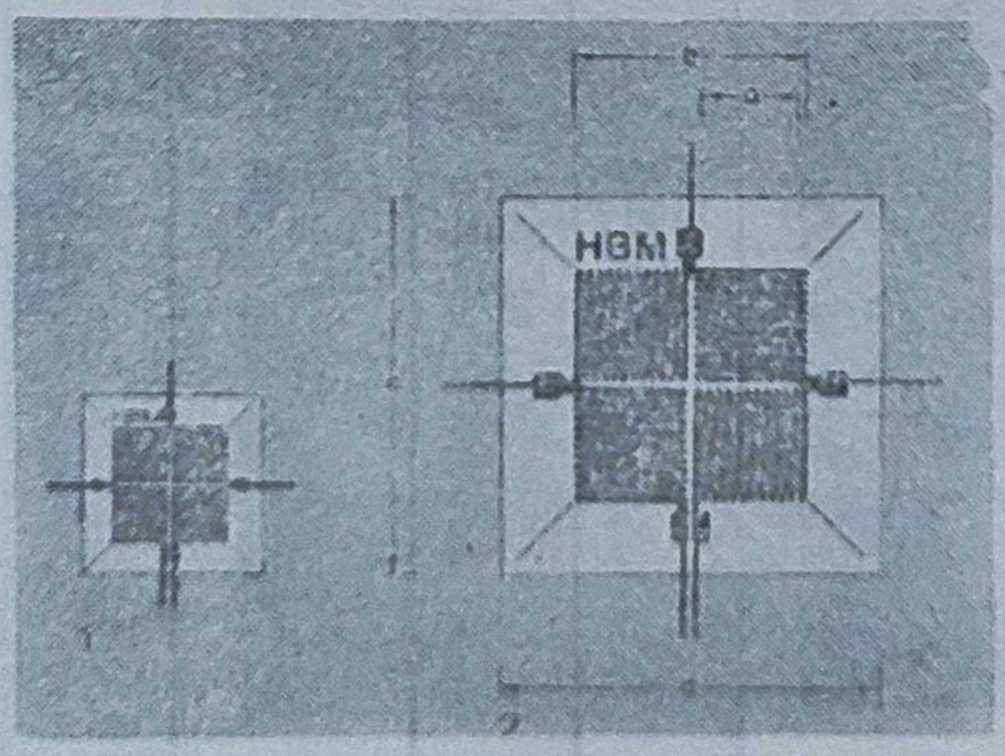
Tabelul 10.1 (continuare)

1	2	3	4	5	6
9		folie 5 rozete pe același suport	constantan	rășină epoxidică	—200°C... +110°C
10		folie	constantan	rășină fenolică	—200°C... 175°C
11		folie	constantan	rășină epoxidică	—200°C... +110°C
				rășină fenolică	—200°C... +175°C
				rășină fenolică cu fibre de sticlă	—240°C... 230°C

Tabelul 10.1 (continuare)

1	2	3	4	5	6
12		folie	constantan	rășină epoxidică	−200°C... 110°C
13		folie	constantan	rășină epoxidică	−200°C... +110°C
				rășină fenolică cu fibre de sticlă	−240°C... +230°C
14		folii în spirală și pe dir. razei	constantan	rășină epoxidică	−200°C... 110°C

Tabelul 10.1 (continuare

1	2	3	4	5	6
15		folie	constantan	rășină epoxidică	−200°C... 110°C
				rășină epoxidică	−200°C... 175°C
				rășină fenolică cu fibre de sticlă	−240°C... +230°C
16		folie	constantan	rășină fenolică cu fibre de sticlă	−240°C... +230°C
17		fir	constantan	rășină acrilică	−200°C... +80°C
18		folie 4 trad. montate în punte	constantan	rășină epoxidică	−200°C... +110°C

și semnul schimbării depind de forma și tipul materialului, de gradul de dozare, de orientarea cristalografică. Factorul de marcă poate fi pozitiv sau negativ, și este exprimat prin :

$$K = \frac{R}{R_0 \varepsilon} = 1 + 2\mu + E\pi_l \qquad (10.8)$$

unde R este rezistența modificată de efort ; R_0 — rezistența inițială ; ε — deformația ; μ — coeficientul Poisson ; E — modulul lui Young ; π_l — coeficientul piezorezistiv longitudinal.

Deoarece factorul de marcă depinde atît de variațiile dimensionale, cît și de cele rezistivitate, apar neliniarități care pot fi minimizate prin utilizarea unor scheme de conectare tip punte, montînd perechi de mărci active în brațe adiacente. O altă tehnică de liniarizare constă în pretensionarea mărcii înainte de montaj, pentru a stabili punctul de funcționare în zona liniară.

Pe de altă parte, coeficientul de variație a rezistivității cu temperatura este mult mai mare decît la mărcile metalice (de cca 60...100 ori mai mare la constantan), variația factorului de marcă de 3...5 ori mai mare, iar efectul termoelectric (coeficientul Seebeck) de 10...20 ori mai mare. Faptul că există și mărci cu coeficient negativ de variație a rezistivității poate fi folosit la compensarea neliniarităților.

Materialul semiconductor cel mai folosit (aproape în exclusivitate) este siliciul, în care marca difuzată are lungimi de 0,02...0,05 mm. Terminalele conductoare se realizează din aur, cupru, argint sau nichel.

10.2.3. Adaptoare pentru traductoarele tensorezistive

Variațiile relativ mici ale rezistenței mărcii tensometrice atunci cînd este supusă la deformații impun utilizarea unor adaptoare performante. În aceste adaptoare se pot diferenția două blocuri distincte : o schemă de măsurare de tip punte Wheatstone, în care se conectează elementele sensibile, motiv pentru care se numește punte tensometrică, și un circuit final de amplificare și conversie în semnal util (semnal unificat). De aceea apare natural să se facă mai întîi referiri la punțile tensometrice, cu grad pronunțat de specificitate în funcție de aplicații și apoi la circuitele finale, care de fapt se reduc la două variante de bază, după cum lucrează în c.c. sau în c.a.

Punți tensometrice. Elementele sensibile tensometrice se pot conecta în punte conform schemelor prezentate în figura 10.3.

În figura 10.3, *a* se reprezintă montajul în sfert de punte, puntea fiind alcătuită dintr-un senzor tensorezistiv exterior și trei rezistențe calibrate montate în adaptor. Schema din figura 10.3, *b* reprezintă montajul în semipunte și este alcătuit din două elemente sensibile tensorezistive exterioare și două rezistențe calibrate aflate în adaptor. Schema din figura 10.3, *c* reprezintă montajul în punte completă, la care în toate brațele punții se află conectate elemente sensibile.

La alegerea schemei de conectare, în funcție de scopul urmărit, se ține seama de faptul că efectele din două brațe adiacente ale unei punți Wheatstone se scad, iar efectele din două brațe opuse se adună.

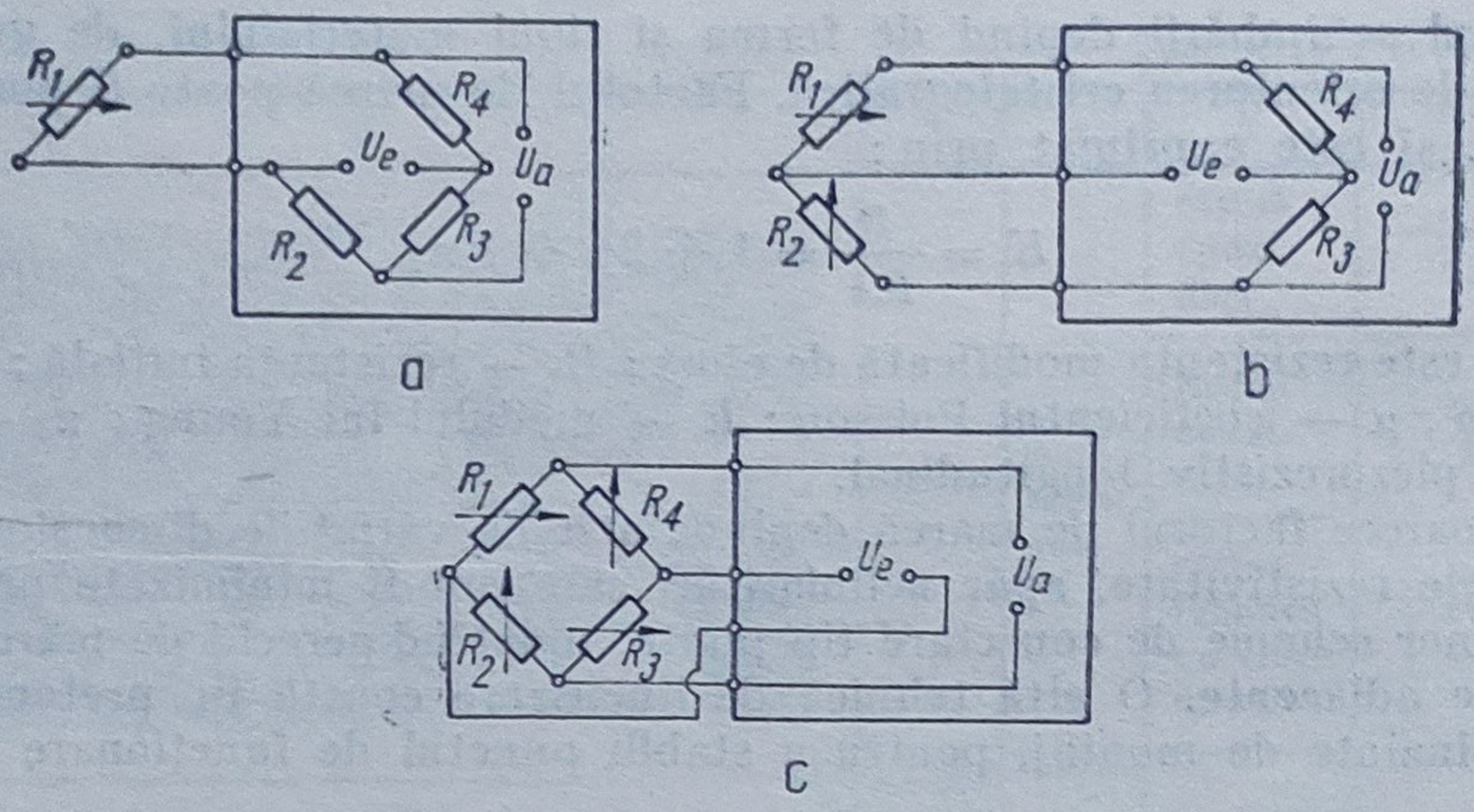


Fig. 10.3. Tipuri de punți tensometrice :
a — sfert de punte ; *b* — semipunte ; *c* — punte completă.

Aceste punți se alimentează clasic cu o sursă de tensiune constantă U_a, iar pe diagonala de măsurare se obține semnalul de ieșire din punte U_e care, în cazul punților dezechilibrate, este folosit direct ca o măsură a variație rezistenței în brațele active ale punții. De obicei, puntea se echilibrează înaintea aplicării solicitării și rămîne dezechilibrată după aplicarea acesteia. Considerațiile ce urmează nu se schimbă dacă se consideră și cazul alimentării punții în curent alternativ.

Se consideră cazul punții complete din figura 10.3, *c*, pentru care :

$$\frac{U_e}{U_a} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{R_4}{R_3 + R_4} = \frac{R_1 R_3 - R_2 R_4}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} \tag{10.9}$$

Se constată că dacă puntea nu este solicitată la efort și :

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 \tag{10.10}$$

rezultă $\frac{U_e}{U_a} = 0$.

După aplicarea solicitării puntea se dezechilibrează, iar raportul dintre tensiune de dezechilibru și cea de alimentare devine :

$$\frac{U_e}{U_a} = \frac{R_1 + \Delta R_1}{R_1 + \Delta R_1 + R_2 + \Delta R_2} - \frac{R_4 + \Delta R_4}{R_3 + \Delta R_3 + R_4 + \Delta R_4} \tag{10.11}$$

unde ΔR_i, cu $i = 1, 2, 3, 4$, reprezintă variația de rezistență a mărcii R_i ca urmare a solicitării la care este supusă aceasta.

Se constată deci că în cazul general al punții cu patru brațe active, tensiunea de dezechilibru U_e nu este liniară cu variațiile ΔR_i și deci nu este liniară cu eforturile care au produs respectivele variații. Dacă însă se consideră mărcile identice (condiția 10.10) și $\Delta R_i \ll R_i$, atunci se poate obține

o relație liniară între U_e și U_a dacă se dezvoltă expresia (10.11) în serie Taylor și se reține doar termenii de ordinul 1 :

$$\frac{U_e^*}{U_a} = \frac{R_1}{R_1+R_2} - \frac{R_4}{R_3+R_4} + \frac{R_2}{(R_1+R_2)^2}\Delta R_1 - \frac{R_1}{(R_1+R_2)^2}\Delta R_2 + \frac{R_4}{(R_3+R_4)^2}\Delta R_3 - \frac{R_3}{(R_3+R_4)^2}\Delta R_4$$

și, ținînd seama de relația (10.10),

$$\frac{U_e^*}{U_a} = \frac{1}{4}\left(\frac{\Delta R_1}{R} - \frac{\Delta R_2}{R} + \frac{\Delta R_3}{R} - \frac{\Delta R_4}{R}\right) \tag{10.12}$$

Aplicînd din nou condiția (10.10) relația (10.12) se poate scrie :

$$\frac{U_e^*}{U_a} = \frac{1}{4}\left(\frac{\Delta R_1}{R_1} - \frac{\Delta R_2}{R_2} + \frac{\Delta R_3}{R_3} - \frac{\Delta R_4}{R_4}\right) \tag{10.13}$$

sau folosind legea de funcționare a mărcilor tensometrice dată de relația (10.7) :

$$\frac{U_e^*}{U_a} = \frac{L}{4}(\varepsilon_1 - \varepsilon_2 + \varepsilon_3 - \varepsilon_4) \tag{10.14}$$

Relațiile (10.13) și (10.14) exprimă modelul matematic liniarizat al punții Wheatstone complete.

Pentru a exprima eroarea care apare atunci cînd în loc de ecuația de ieșire reală (10.11) se folosește ecuația liniarizată (10.14), se definește eroarea relativă de liniarizare :

$$l_{rel} = \frac{U_e/U_a - U_e^*/U_a}{U_e^*/U_a} \cdot 100[\%] \tag{10.15}$$

Deci, datorită neliniarității punții, între deformația reală ε și deformația măsurată $\hat{\varepsilon}$ există relația :

$$\varepsilon = \hat{\varepsilon} + n \tag{10.16}$$

unde n se numește *eroare incrementală*.

În proiectarea adaptoarelor pentru elemente sensibile tensorezistive se folosesc acele aranjamente ale mărcilor în punte care asigură pe cît posibil liniarizarea ecuației de ieșire, obținerea unui raport unitar între ε și $\hat{\varepsilon}$, compensarea erorilor de temperatură, umiditate, efort aparent, etc. În continuare se prezintă principalele configurații de punți tensometrice.

a) *Punte cu un singur braț activ* (fig. 10.4). În această situație relația (10.11) devine :

$$\frac{U_e}{U_a} = \frac{R_1 + \Delta R_1}{R_1 + \Delta R_1 + R_2} - \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

și în condițiile stipulate prin (10.10) se obține :

$$\frac{U_e}{U_a} = \frac{K\varepsilon}{4 + 2K} \quad \text{pentru } [U_e/U_a] = [\text{V/V}]$$

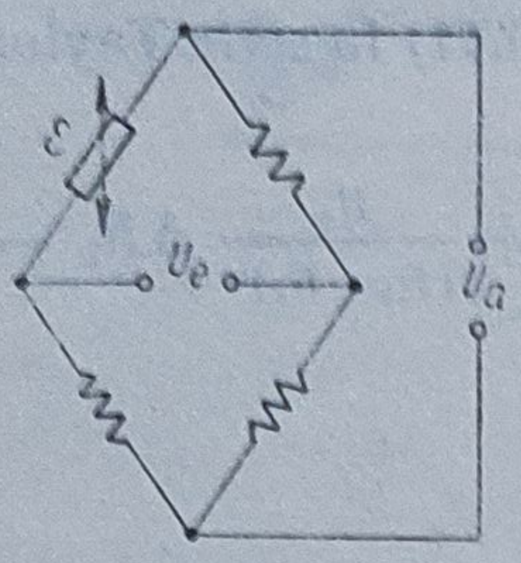


Fig. 10.4. Punte cu un singur braț activ.

Dacă efortul ε se măsoară în [μm/m], iar raportul U_e/U_a în [mV/V], atunci:

$$\frac{U_e}{U_a} = \frac{K\varepsilon \cdot 10^{-3}}{4 + 2K\varepsilon \cdot 10^{-6}} \tag{10.17}$$

Ecuația de ieșire liniarizată se obține particularizînd (10.14):

$$\frac{U_e^*}{U_a} = \frac{K}{4}\hat{\varepsilon} \cdot 10^{-6} \text{ cînd } \left[\frac{U_e^*}{U_a}\right] = [\text{V/V}] \text{ sau } \frac{U_e^*}{U_a} = \frac{K}{4} \cdot \hat{\varepsilon} \cdot 10^{-3}$$

$$\text{cînd } \left[\frac{U_e^*}{U_a}\right] = \left[\frac{\text{mV}}{\text{V}}\right] \tag{10.18}$$

Impunînd condiția:

$$\frac{U_e}{U_a} = \frac{U_e^*}{U_a} \tag{10.19}$$

și identificînd această relație cu (10.17), rezultă că eroarea incrementală de măsurare a efortului este:

$$n = \frac{K \cdot (\hat{\varepsilon})^2 \cdot 10^{-6}}{2 - K \cdot \hat{\varepsilon} \cdot 10^{-6}}$$

iar eroarea relativă de liniarizare:

$$l_{rel} \approx \frac{K}{2}\hat{\varepsilon} \cdot 10^{-4}\,[\%]$$

Variația valorii erorii relative e_{rel} este prezentată în figura 10.5.

b) *Punte cu două brațe active, cu o marcă tensometrică montată pentru a sesiza efectul Poisson* (fig. 10.6). Particularizînd relația (10.11) se obține:

$$\frac{U_e}{U_a} = \frac{R_1 + \Delta R_1}{R_1 + \Delta R_1 + R_2 + \Delta R_2} - \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

iar cu condiția (12.10):

$$\frac{U_e}{U_a} = \frac{\frac{\Delta R_1}{R} - \frac{\Delta R_2}{R}}{2\left(2 + \frac{\Delta R_1}{R} + \frac{\Delta R_2}{R}\right)}$$

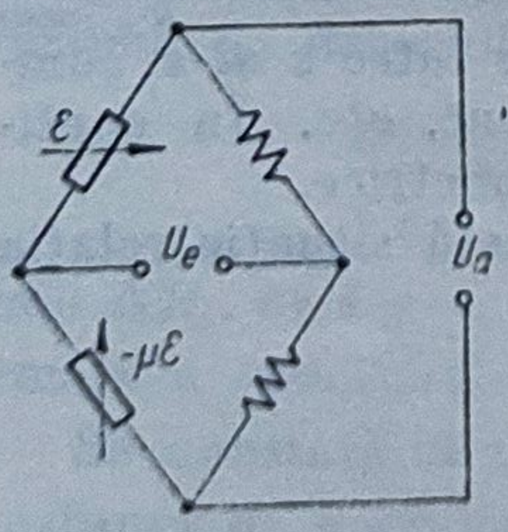


Fig. 10.5. Punte cu 2 brațe active, cu sesizare de efect Poisson.

Folosind relațiile:

$$\frac{\Delta R_1}{R} = K\varepsilon_1 = K\varepsilon \text{ și } \frac{\Delta R_2}{R} = K\varepsilon_2 = -\mu K\varepsilon$$

se obține:

$$\frac{U_e}{U_a} = \frac{K(1+\mu)\varepsilon \cdot 10^{-3}}{2[2 + K(1-\mu)\varepsilon \cdot 10^{-6}]}\left[\frac{\text{mV}}{\text{V}}\right]$$

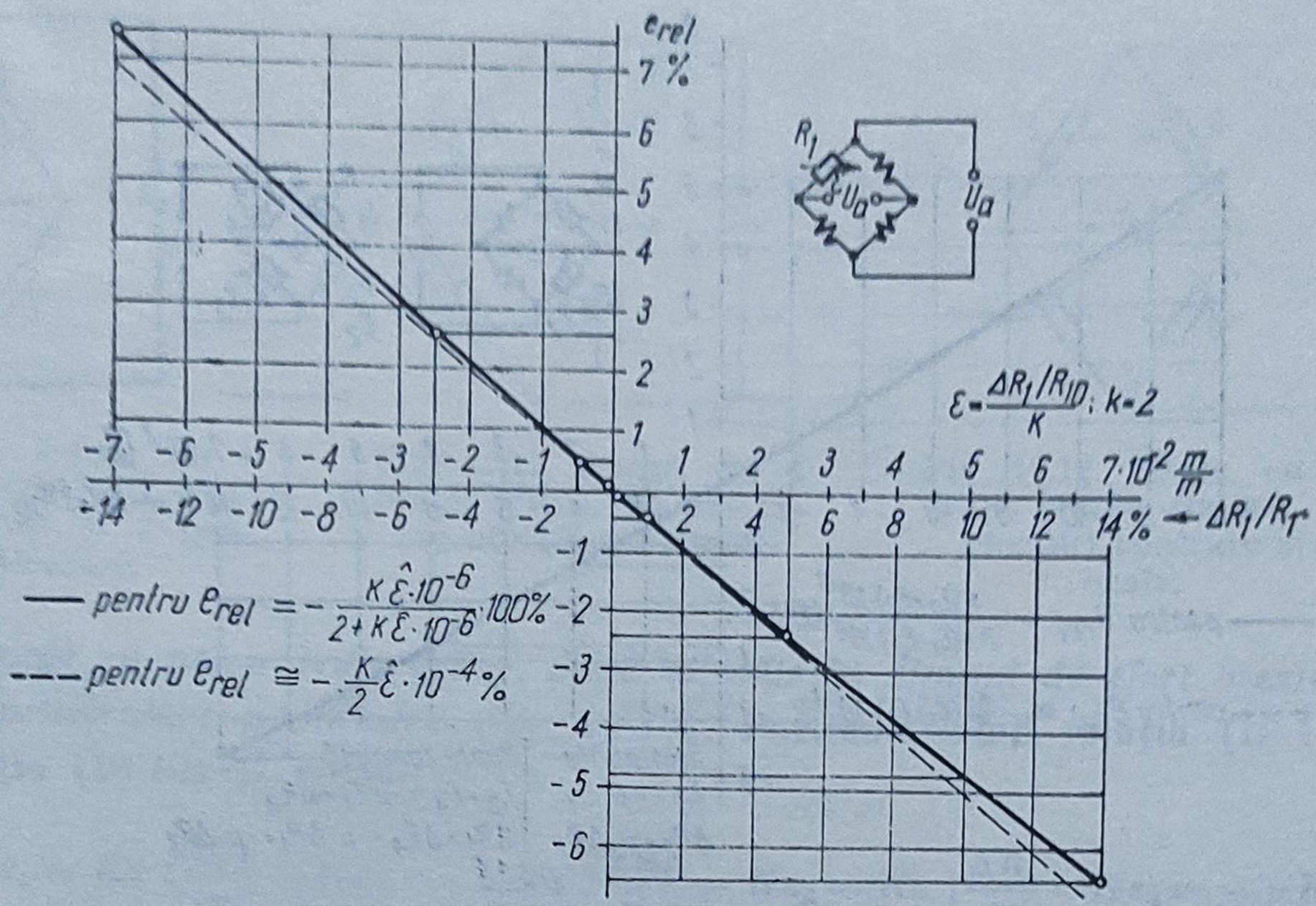


Fig. 10.6. Variația erorii relative la puntea cu un singur braț activ.

iar prin particularizarea relației (10.14):

$$\frac{\varepsilon}{\hat{\varepsilon}} = 1 + \frac{K(1-\mu)\hat{\varepsilon}\cdot 10^{-6}}{2 - K(1-\mu)\cdot\hat{\varepsilon}\cdot 10^{-6}}$$

Din condiția (10.19) și în conformitate cu (10.15) și (10.16) rezultă:

$$e_{rel} \approx -\frac{K}{2}(1-\mu)\hat{\varepsilon}\cdot 10^{-4}\ [\%] \text{ și } n = \frac{K(1-\mu)(\hat{\varepsilon})^2\cdot 10^{-6}}{2 - K(1-\mu)\hat{\varepsilon}\cdot 10^{-6}}$$

În figura 10.7 se prezintă variația pentru e_{rel} în acest caz.

c) *Punte cu două brațe active, supuse unor eforturi de semne contrare și egale* (fig. 10.8). În acest caz relațiile de calcul se obțin din cele deduse în cazul b, pentru $\mu = 1$. Rezultă:

$$\frac{U_e}{U_a} = \frac{K}{2}\cdot\varepsilon\cdot 10^{-3};\ \frac{\varepsilon}{\hat{\varepsilon}} = 1;\ n = 0;\ e_{rel} = 0.$$

d) *Punte cu două brațe active supuse unor solicitări de același semn* (fig. 10.9). Rezultă:

$$\frac{U_e}{U_a} = \frac{R_1 + \Delta R_1}{R_1 + \Delta R_1 + R_2} - \frac{R_4}{R_3 + \Delta R_3 + R_4}$$

iar cu condiția (10.10):

$$\frac{U_e}{U_a} = \frac{1 + \frac{\Delta R_1}{R}}{2 + \frac{\Delta R_1}{R}} - \frac{1}{2 + \frac{\Delta R_3}{R}}$$

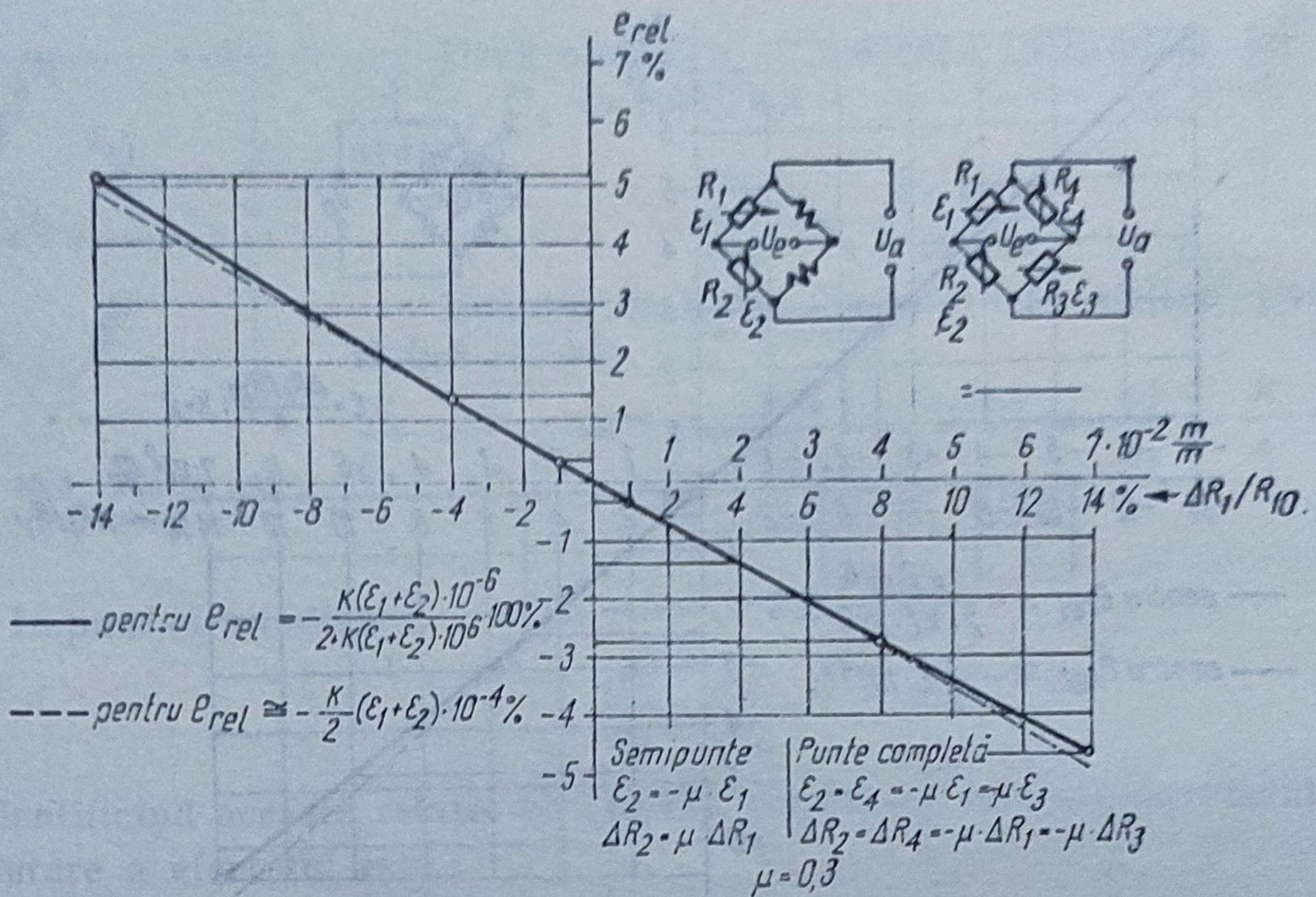


Fig. 10.7. Variația erorii relative la semi-punte și punte completă.

Deoarece : $\frac{\Delta R_1}{R} = \frac{\Delta R_3}{R} = K\epsilon$ rezultă :

$$\frac{U_e}{U_a} = \frac{K\epsilon\cdot 10^3}{2+\epsilon K\cdot 10^{-6}}\left[\frac{\text{mV}}{\text{V}}\right] \text{ respectiv } \frac{U_e^*}{U_a} = \frac{K}{2}\,\hat{\epsilon}\cdot 10^{-3}\left[\frac{\text{mV}}{\text{V}}\right]$$

Din relațiile (10.15) și (10.16), cu condiția (10.19), se obține :

$$\epsilon_{rel} = -\frac{K}{2}\,\hat{\epsilon}\cdot 10^{-1}[\%] \text{ și } n = \frac{K(\hat{\epsilon})^2\cdot 10^{-6}}{2-K\hat{\epsilon}\cdot 10^{-6}}$$

Variația lui ϵ_{rel} este prezentată în figura 10.7.

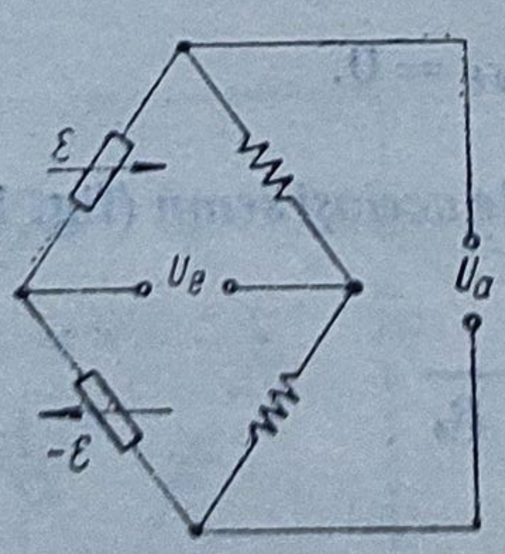


Fig. 10.8. Punte cu 2 brațe active supuse la eforturi contrare și egale.

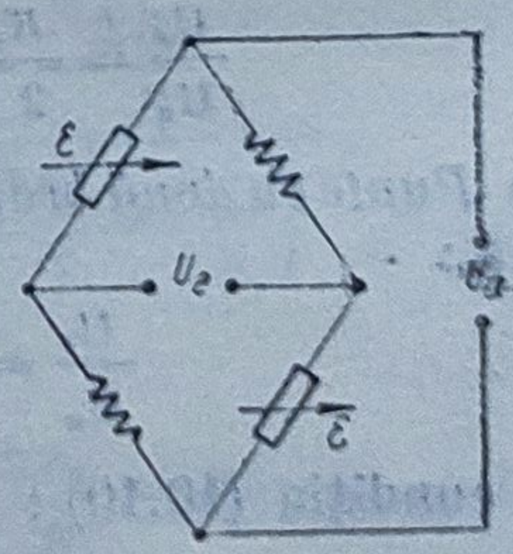


Fig. 10.9. Punte cu 2 brațe active supuse la solicitări de același semn.

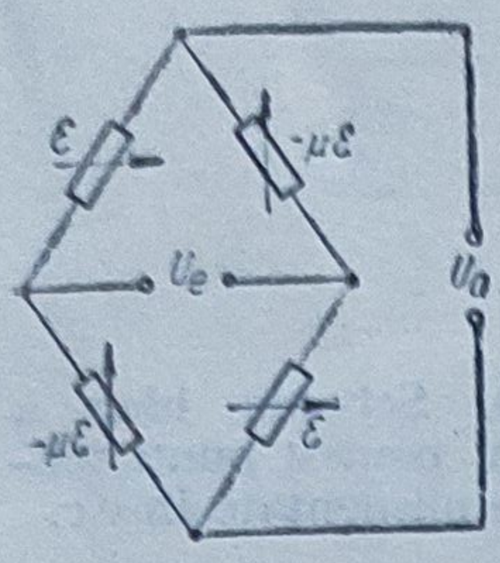


Fig. 10.10. Punte cu 4 brațe active, 2 în cîmpul de efort și 2 perpendiculare.

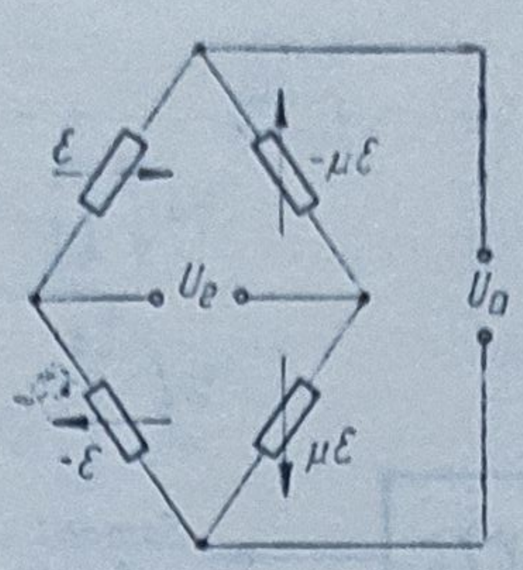


Fig. 10.11. Punte cu 4 brațe active, cu sesizarea efortului Poisson.

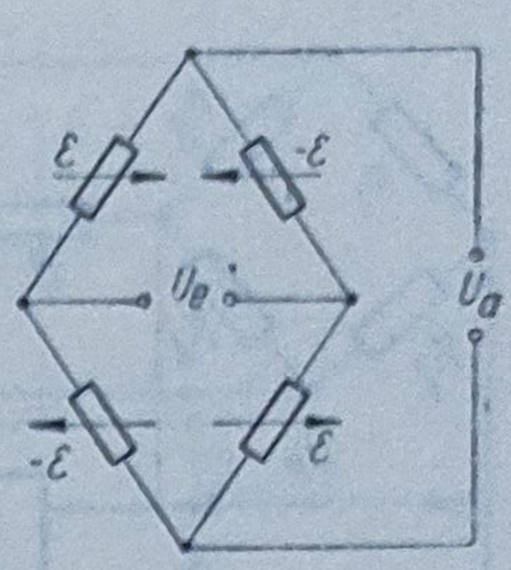


Fig. 10.12. Punte cu 4 brațe active supuse la eforturi contrare și egale.

e) *Punte cu patru brațe active, două aliniate în cîmpul de efort maxim, două perpendiculare pe acestea* (fig. 10.10). Particularizînd relația (10.11) cu condiția (10.10) și notînd:

$$\frac{\Delta R_1}{R_1} = K\varepsilon_1 = K\varepsilon\,;\frac{\Delta R_2}{R_2} = K\varepsilon_2 = -\mu K\varepsilon\,;\frac{\Delta R_3}{R_3} = K\varepsilon_3 = K\varepsilon\,;\frac{\Delta R_4}{R_4} = K\varepsilon_4 = -\mu K\varepsilon$$

se obține:

$$\frac{U_e}{U_a} = \frac{K\varepsilon(1+\mu)\cdot 10^{-3}}{2 + K\varepsilon(1-\mu)\cdot 10^{-6}}\left[\frac{\text{mV}}{\text{V}}\right] \text{ respectiv } \frac{U_e^*}{U_a} = \frac{K}{2}(1+\mu)\hat{\varepsilon}\cdot 10^{-3}\left[\frac{\text{mV}}{\text{V}}\right]$$

Cu aceste rezultate se calculează:

$$e_{rel} \approx \frac{K}{2}\hat{\varepsilon}(1-\mu)\cdot 10^{-4}\ [\%] \text{ și } n = \frac{K(\hat{\varepsilon})^2(1-\mu)\cdot 10^{-6}}{2 - K(\hat{\varepsilon})(1-\mu)\cdot 10^{-6}}$$

Variația lui e_{rel} este prezentată în figura 10.7.

f) *Punte cu patru brațe active cu două mărci orientate după efortul maxim și două mărci pentru sesizarea efortului Poisson* (fig. 10.11).

Din particularitățile relațiilor (10.14) și (10.15) rezultă:

$$\frac{U_e}{U_a} = \frac{K\varepsilon(1+\mu)\cdot 10^{-3}}{2}\left[\frac{\text{mV}}{\text{V}}\right];\ \frac{\varepsilon}{\hat{\varepsilon}} = 1\ ;\ e_{rel} = 0\ ;\ n = 0$$

g) *Punte cu patru brațe egale supuse la eforturi egale și de sens contrar* (fig. 10.12). Cu aceleași particularizări ca la cazul *f* și considerînd în plus $\mu = 1$, se obține: $\frac{U_e}{U_a} = K\varepsilon\cdot 10^{-3}$; $\frac{\varepsilon}{\hat{\varepsilon}} = 1$; $e_{rel} = 0$; $n = 0$.

Circuite finale pentru adaptoarele cu punți tensometrice. Semnalul util oferit de punte în diagonala de măsurare U_e [mV/V] pentru mărci cu factor de marcă $k = 1,5\ldots3$ și rezistență 150...300 depinde de forța solicitatoare F

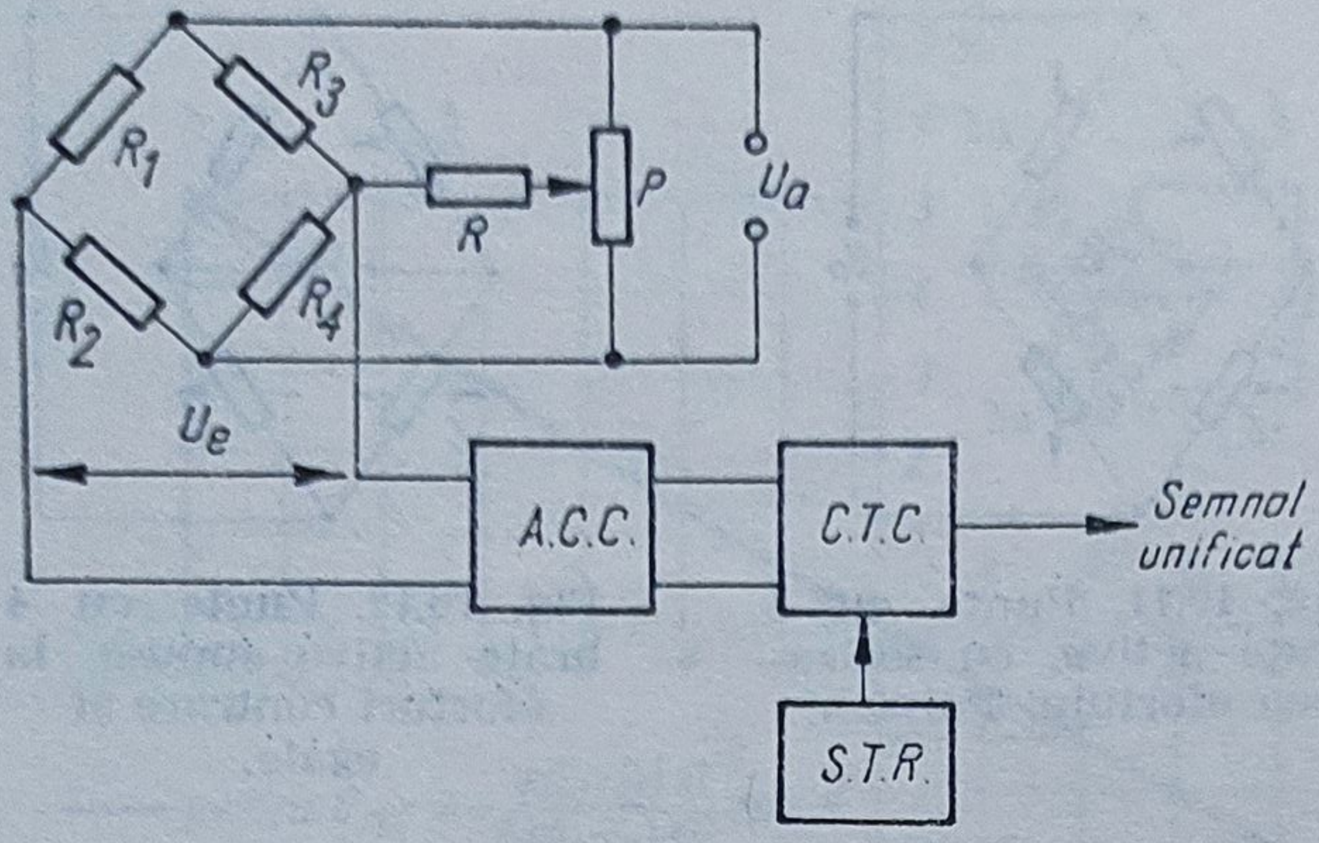


Fig. 10.13. Schema bloc a adaptorului pentru punți tensometrice alimentate în c.c.

(respectiv de momentul M) printr-o relație care la aranjamentele de mărci ce asigură dependență liniară este de forma :

$$U_e = K\varepsilon 10^{-3} U_a = \underset{(M)}{KK_1 F U_a} = KK' U_a$$

în care $k' = 1 \cdot 10^{-3} \ldots 2 \cdot 10^{-3}$ pentru forțe de ordinul kN.

De aceea, pentru tensiuni de alimentare de ordinul volților, tensiunea de ieșire ia valori de ordinul milivolților. Se impune evident utilizarea unor circuite finale care să permită amplificarea acestui semnal și să permită conversia în semnal unificat (de exemplu, tensiune în gama 0...10 V sau curenți în gamele 2...10 mA sau 4...20 mA).

Soluțiile constructive pentru aceste circuite finale diferă după cum puntea este alimentată în curent continuu sau în curent alternativ.

a) *Adaptoare cu punți tensometrice alimentate în curent continuu.* Schema de principiu pentru adaptor este prezentată în figura 10.13, în care pe lîngă puntea tensometrică apar : amplificatorul de tensiune în curent continuu *ACC*, convertorul tensiune/curent *CTC*, sursa de tensiune de referință *STR*.

Pentru amplificatorul de curent continuu se poate folosi o schemă de amplificator diferențial cu impedanță mare de intrare, cum este cel cu trei amplificatoare operaționale prezentat în figura 12.14 și care oferă la ieșire o tensiune de forma :

$$U_{ies} = (1 + m + n)k(V_2 - V_1) = k(m + n + 1)\, U_i$$

unde k, m, n sînt marcate în figura 10.14.

Convertorul tensiune/curent, care are rolul de a produce un curent de ieșire proporțional cu tensiunea aplicată la intrare, se poate realiza cu o schemă de principiu de tipul celei din figura 10.15, ce conține un amplificator operațional cu amplificare mare în buclă deschisă și un etaj final tranzistorizat permițînd obținerea unor curenți de ieșire de ordinul zecilor de mA.

Cu condițiile R_1, R_2, $R_{ref} \geqslant R_0$, R_s ; R_3, $R_4 \geqslant R_0$, R_s, astfel încît curenții de reacție să fie neglijabili în raport cu curentul de sarcină și alegînd $R_1 = R_2 = R_{ref} = R_3 = R$, $R_4 = R/2$, rezultă :

$$I_e = \frac{1}{2R_0}(U_i + U_{ref})$$

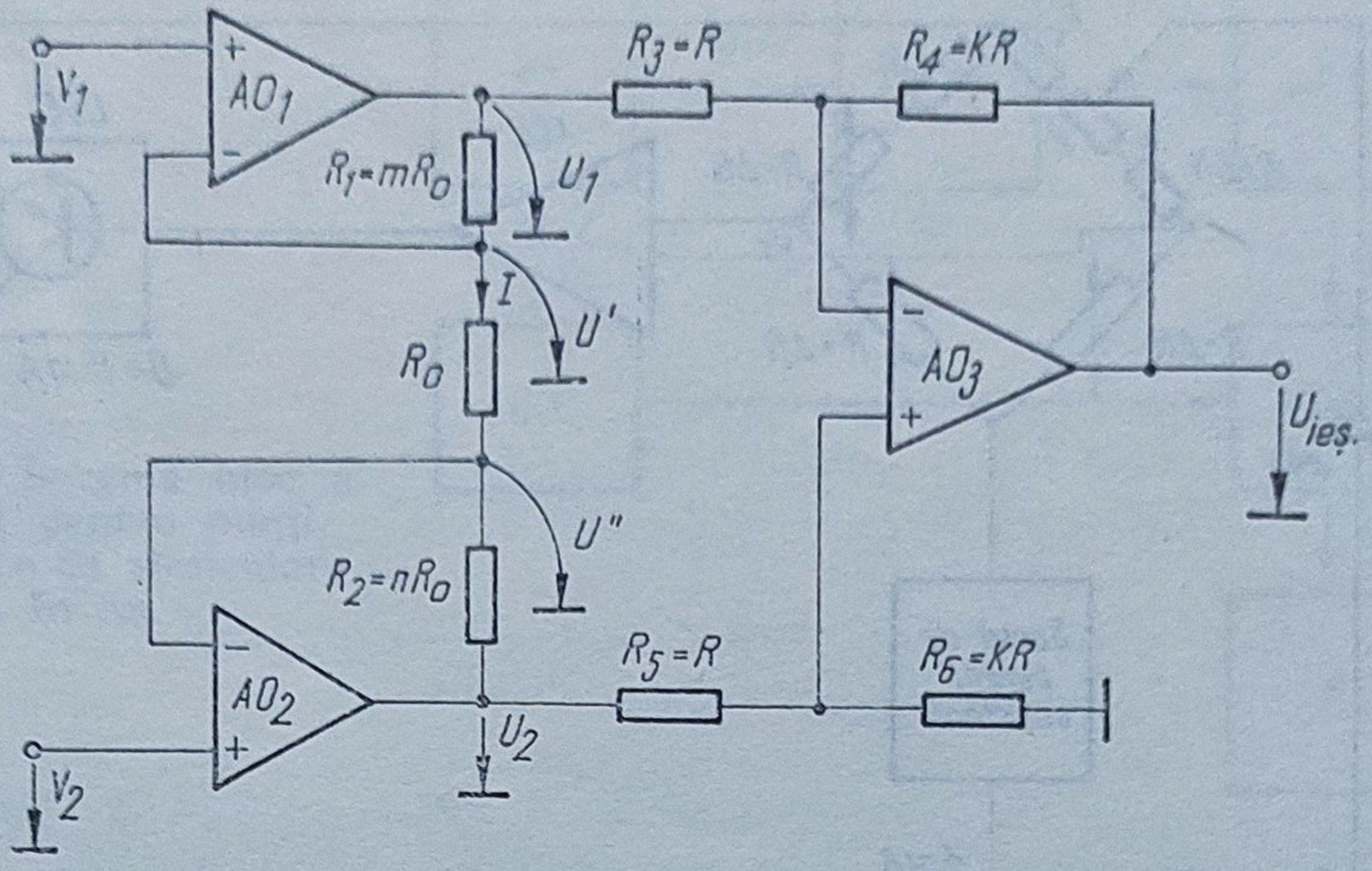


Fig. 10.14. Amplificator de c.c.

U_{ref} fiind ales astfel încît la tensiunea de dezechilibru nulă să se obțină la ieșire valoarea minimă a semnalului unificat (2 mA sau 4 mA).

Schema electronică din figura 10.13 nu permite însă obținerea unei reacții globale care să asigure stabilitate în funcționare și să permită corecția unor eventuale neliniarități. O variantă perfecționată, care utilizează în principiu aceleași blocuri, este prezentată în figura 10.16.

Este o schemă tipică pentru un traductor conectat în soluția „două fire", specifică adaptoarelor de tip „balanță de forțe" descrise în detaliu în capitolul 11.

Se constată posibilitatea injectării în punte a unui curent de reacție, proporțional cu semnalul util, prin intermediul potențiometrului P. Acesta este astfel poziționat încît să asigure o tensiune fixă la intrarea generatorului de curent și, prin aceasta, un curent constant (de 4 mA în exemplul prezentat).

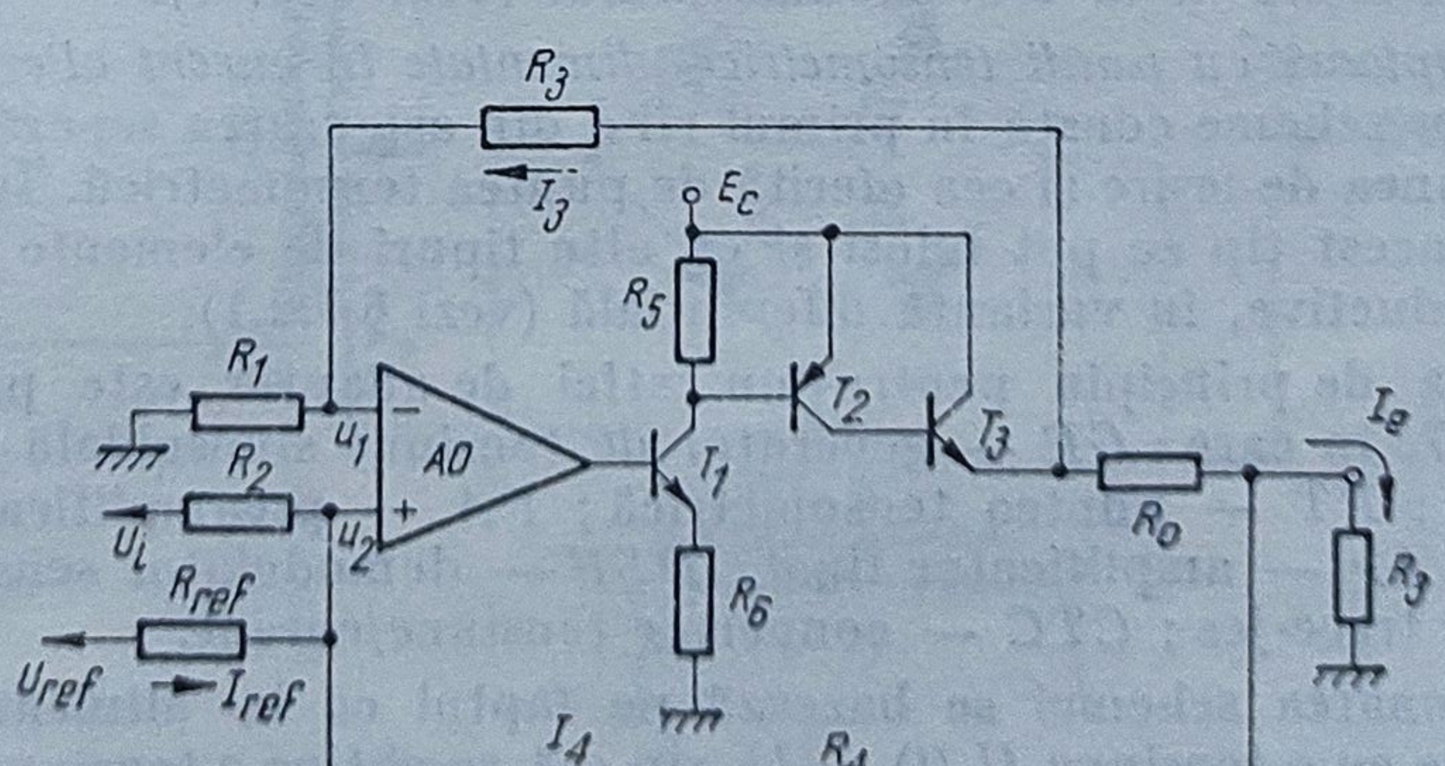


Fig. 10.15. Convertor tensiune/curent.

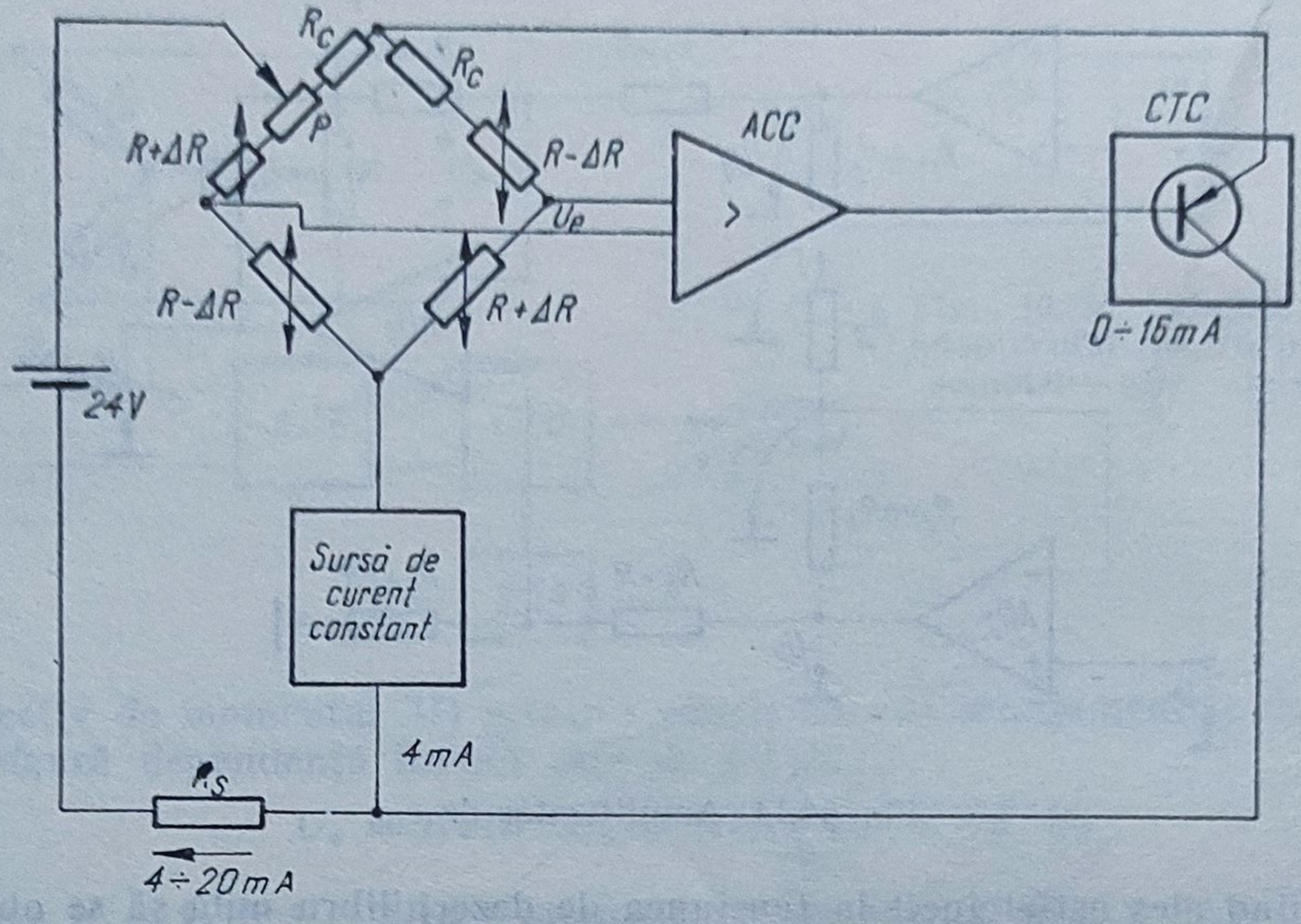


Fig. 10.16. Adaptor în conexiune „2 fire".

Asupra potențiometrului nu se acționează decît în situația în care, datorită îmbătrînirii, parametrii punții de măsurare se modifică. Rezistențele R_c au rolul de a realiza compensarea erorilor datorite variațiilor de temperatură.

Scheme de tipul celor din figura 10.16 se regăsesc în cazul traductoarelor integrate de presiune, care folosesc elemente sensibile piezorezistive difuzate în siliciu.

Se menționează de asemenea posibilitatea utilizării ca adaptor schema tipică a traductorului de tensiune continuă, care permite separare galvanică prin modularea semnalului oferit de punte, amplificare în curent alternativ, demodulare și în final formare de semnal unificat, eventual cu reacție de la semnalul de ieșire la nivelul modulatorului (vezi cap. 6).

b) *Adaptoare cu punți tensometrice alimentate în curent alternativ.* Avantajul acestor scheme constă în primul rînd din asigurarea separării galvanice între tensiunea de ieșire și cea oferită de puntea tensometrică. În plus, adaptoarele de acest tip se pot folosi și cu alte tipuri de elemente sensibile, de exemplu inductive, în variantă diferențială (vezi § 7.2.1).

Schema de principiu pentru un astfel de adaptor este prezentată în figura 10.17, în care : *GF* — generator de tensiune sinusoidală de frecvență 2...5 kHz ; *PT* — puntea tensometrică ; *PA* — preamplificator (selector de gamă) ; *AF* — amplificator final ; *DSF* — demodulator sensibil la fază ; *F* — filtru trece-jos ; *CTC* — convertor tensiune/curent.

Funcționarea schemei se bazează pe faptul că la alimentarea punții tensometrice cu o tensiune $U_a(t) = U_a \sin \omega_0 t$, se obține o tensiune de dezechilibru $U_e(t) = U_e \sin(\omega_0 t + \varphi)$, care după amplificare devine $u_1(\varepsilon) = U_1 \sin (\omega_0 t + \varphi)$.

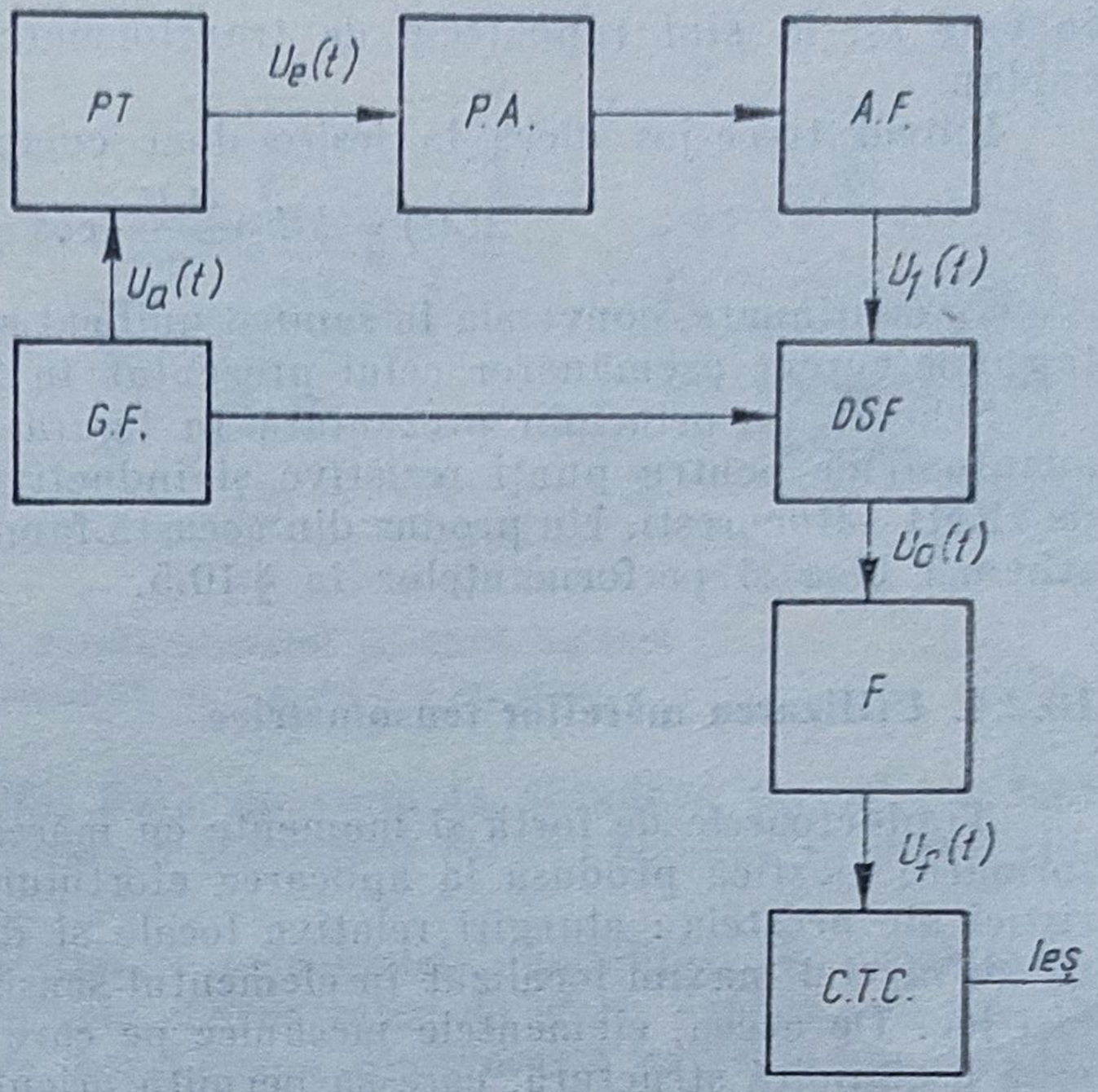


Fig. 10.17. Schema bloc a adaptorului pentru punți tensometrice cu alimentare în c.a.

Elementul specific al schemei este ansamblul demodulator sensibil la fază — filtru trece-jos, care asigură obținerea în final a unui semnal proporțional cu variația tensiunii de dezechilibru din punte.

În figura 10.18 se prezintă schema de principiu pentru un *DSF* „în inel" cu diode, care pentru $u_1(t) = U_1 \sin(\omega_0 t + \varphi)$ și $u_2(t) = U_2 \sin \omega_0 t$ oferă o tensiune :

$$U_0(t) = k_1 k_2 \frac{U_1 U_2}{2} [\cos \varphi - \cos(2\omega_0 t + \varphi)] \qquad (10.20)$$

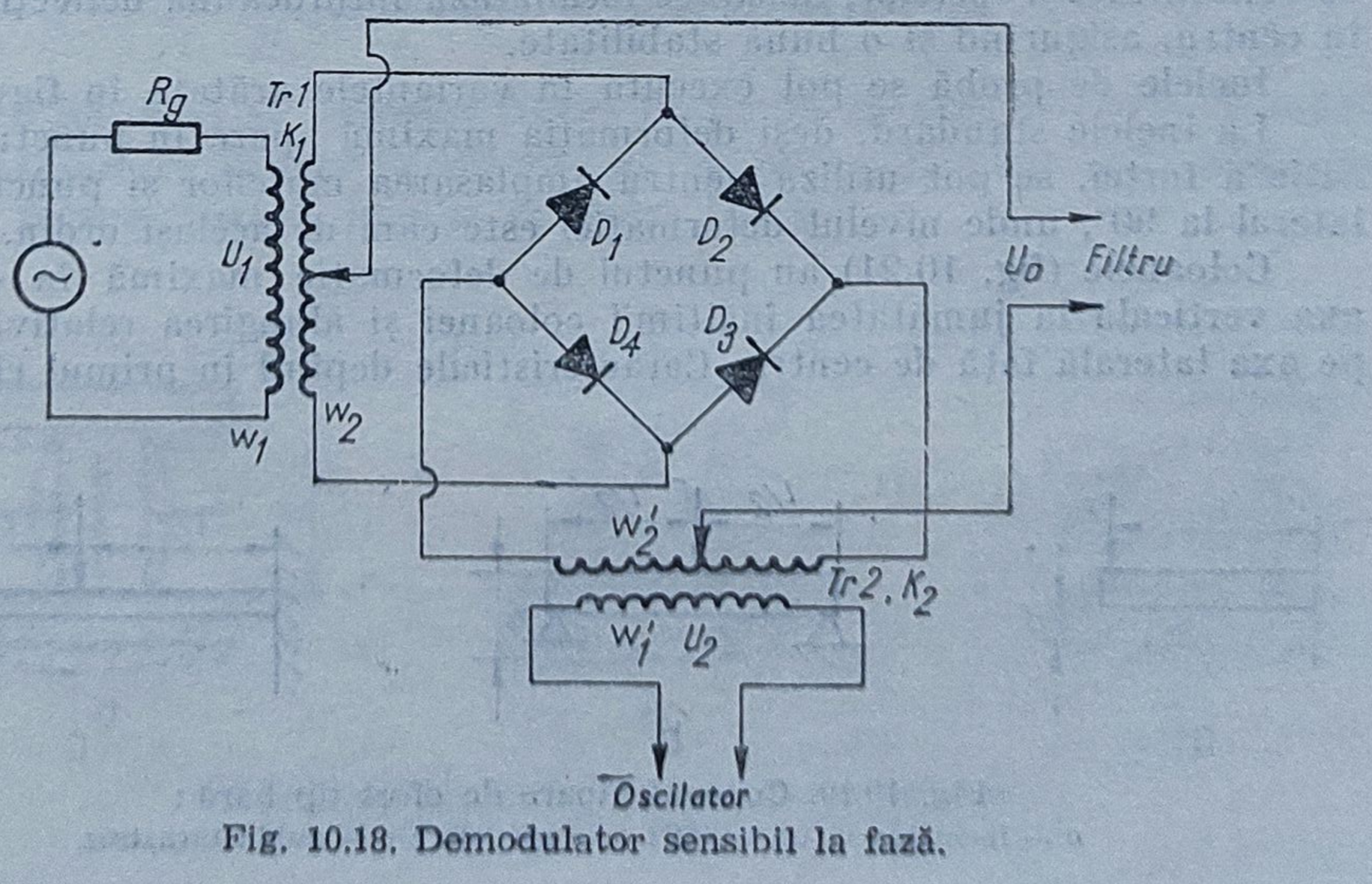


Fig. 10.18. Demodulator sensibil la fază.

în care k_1, k_2 sînt rapoartele de transformare ale transformatoarelor de cuplaj.

Filtrul trece-jos oferă la ieșire doar componenta continuă:

$$u_f(t) = k_1 k_2 \frac{U_1 U_2}{2} \cos \varphi$$

În continuare, conversia în semnal unificat se poate face cu un convertor tensiune/curent asemănător celui prezentat în figura 10.15.

Schema de principiu prezentată în figura 10.17 stă la baza realizării adaptoarelor pentru punți rezistive și inductive din seria N 2300 produse de IEMI—București. Un produs din această familie va fi prezentat la nivelul schemei bloc și performanțelor în § 10.5.

10.2.4. Utilizarea mărcilor tensometrice

Traductoarele de forță și momente cu mărci tensometrice utilizează deformarea elastică produsă la aplicarea efortului, valorificînd două caracteristici ale acesteia: alungiri relative locale și deflecții. Fiecare din acestea își au nivelul maxim localizat în elementul sensibil, dar nu neapărat în același loc. De aceea, elementele mecanice pe care se aplică marca trebuie să aibă o anumită structură, care să permită orientarea efortului spre zona de sensibilitate maximă a mărcii, iar aceasta, bineînțeles, trebuie să fie aplicată în mod corespunzător.

Cele mai simple elemente mecanice pentru captarea forțelor sînt barele, care pot fi montate în trei variante de bază (fig. 10.19).

Se observă că pentru toate cele trei configurații, deflexia maximă are loc în punctul de aplicație al forței. Avantajul principal al barelor de secțiune constantă este acela că deformația relativă este constantă pe toată lungimea. Diafragmele (discuri circulare) sînt utilizate și ele ca elemente de concentrare a forțelor, deoarece localizează întotdeauna deflecția maximă în centru, asigurînd și o bună stabilitate.

Inelele de probă se pot executa în variantele arătate în figura 10.20.

La inelele standard, deși deformația maximă apare în punctul de aplicație a forței, se pot utiliza pentru amplasarea mărcilor și punctele aflate lateral la 90°, unde nivelul deformației este cam de același ordin.

Coloanele (fig. 10.21) au punctul de deformație maximă în centru, pe axa verticală la jumătatea înălțimii coloanei și alungirea relativă maximă pe axa laterală față de centru. Caracteristicile depind în primul rînd de ra-

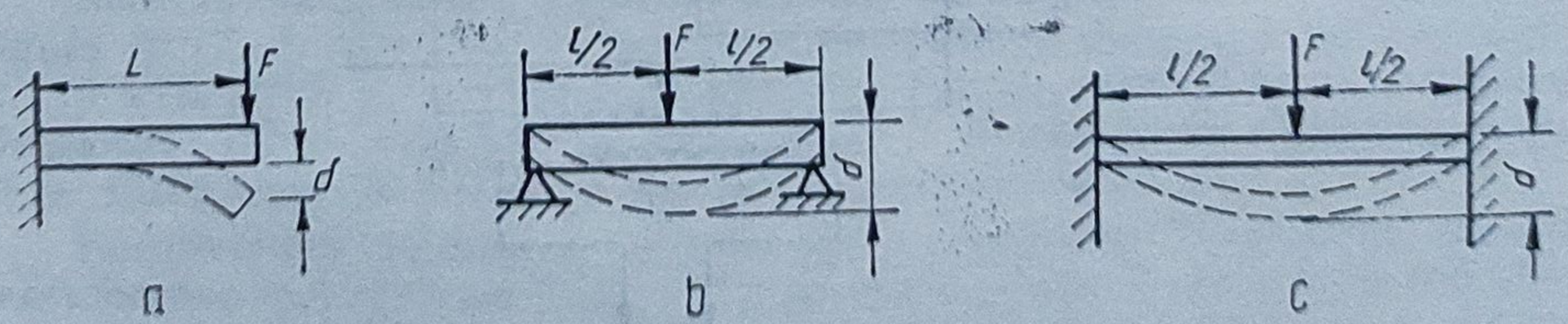


Fig. 10.19. Concentratoare de efort tip bară:
a — încastrat la un capăt; *b* — sprijinit; *c* — dublu încastrat.

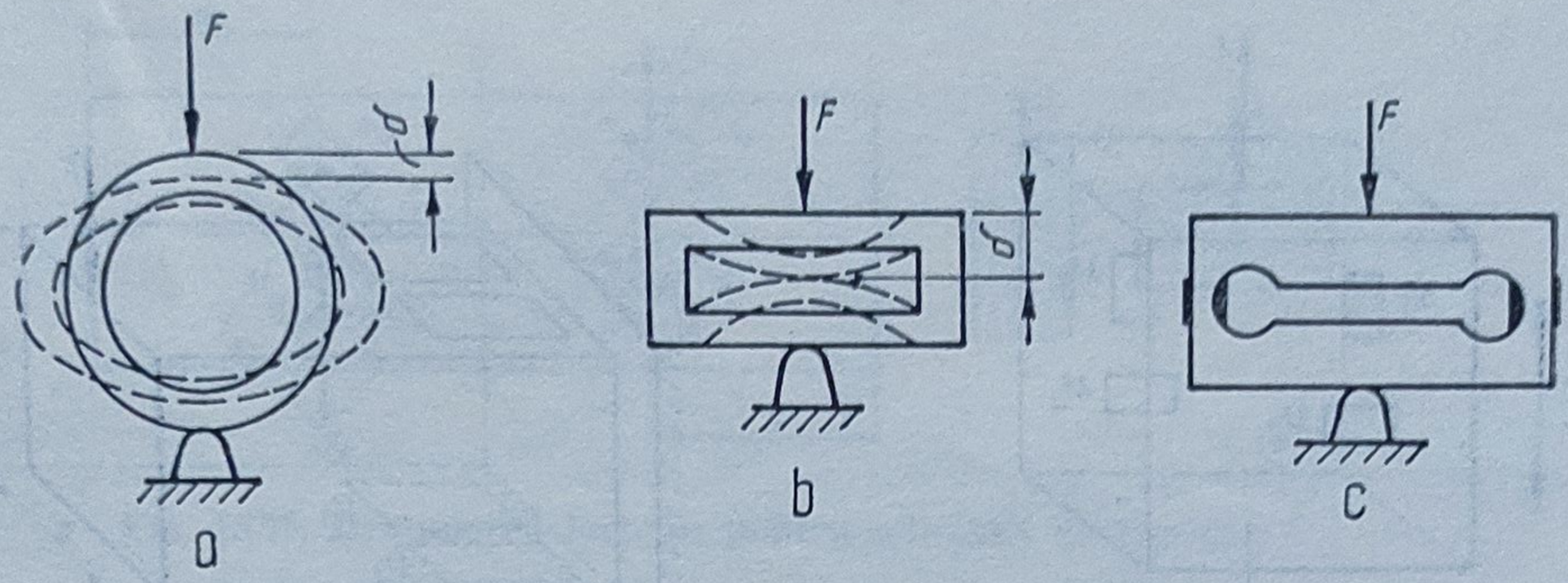


Fig. 10.20. Concentratoare de efort tip inel :
a — standard ; *b* — plat ; *c* — cu găuri.

portul înălțime/lățime (L/h). Față de varianta standard (a) se pot folosi coloane cu gaură de concentrare a eforturilor (b) sau coloană cu pereți cilindrici (c).

Se vor analiza în continuare principalele modalități de amplasare a mărcilor pe un element mecanic concentrator de efort, pentru cele mai importante tipuri de solicitare, considerînd configurația de măsurare cu patru brațe active.

a) *Măsurarea forțelor la solicitări de întindere-compresie.* Amplasarea mărcilor se face ca în figura 10.22.

Considerînd mărcile identice și faptul că între alungirea relativă longitudinală ε_l și alungirea relativă transversală ε_t există relația : $\varepsilon_l = -\mu\varepsilon_t$, unde μ este coeficientul Poisson, atunci : $\varepsilon_1 = \varepsilon_3 = \varepsilon$; $\varepsilon_2 = \varepsilon_4 = -\mu\varepsilon$ și puntea este caracterizată de relația :

$$\frac{U_e}{U_a} = \frac{K}{4}(\varepsilon_1 - \varepsilon_2 + \varepsilon_3 - \varepsilon_4) = \frac{K}{4}\beta\varepsilon$$

unde $\beta = 2(1 + \mu)$ se numește factor de punte (pentru $\mu = 0{,}3$, $\beta = 2{,}6$).

b) *Măsurarea forțelor la solicitări de încovoiere.* În acest caz amplasarea mărcilor tensometrice se face ca în figura 10.23.

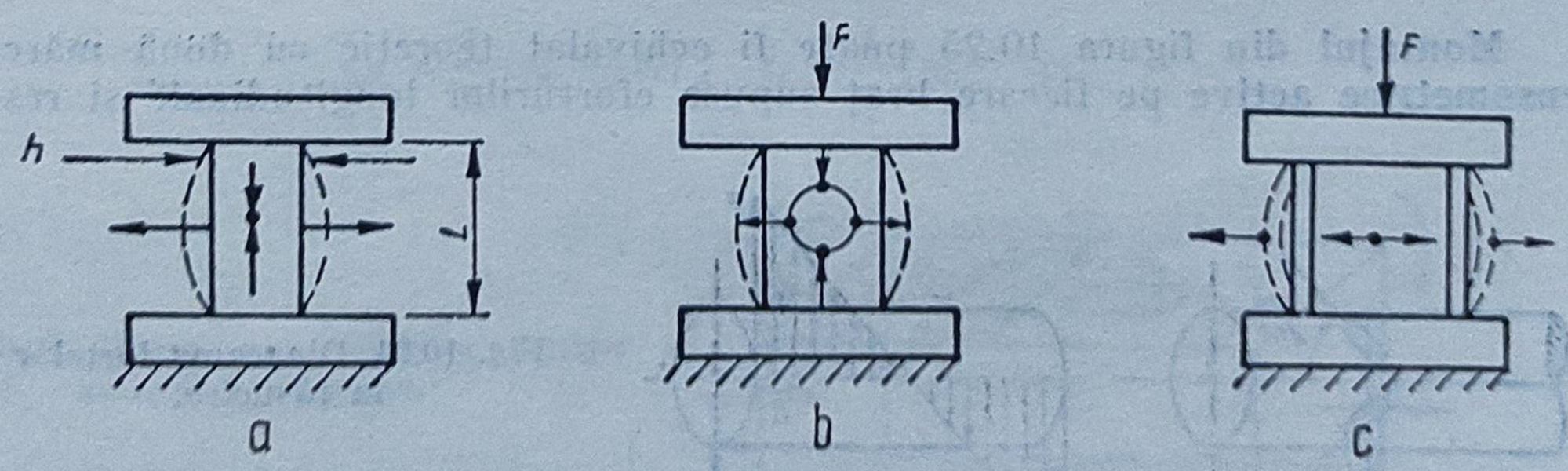


Fig.10.21. Concentratoare de efort tip coloană :
a — standard ; *b* — cu gaură ; *c* — cilindru.

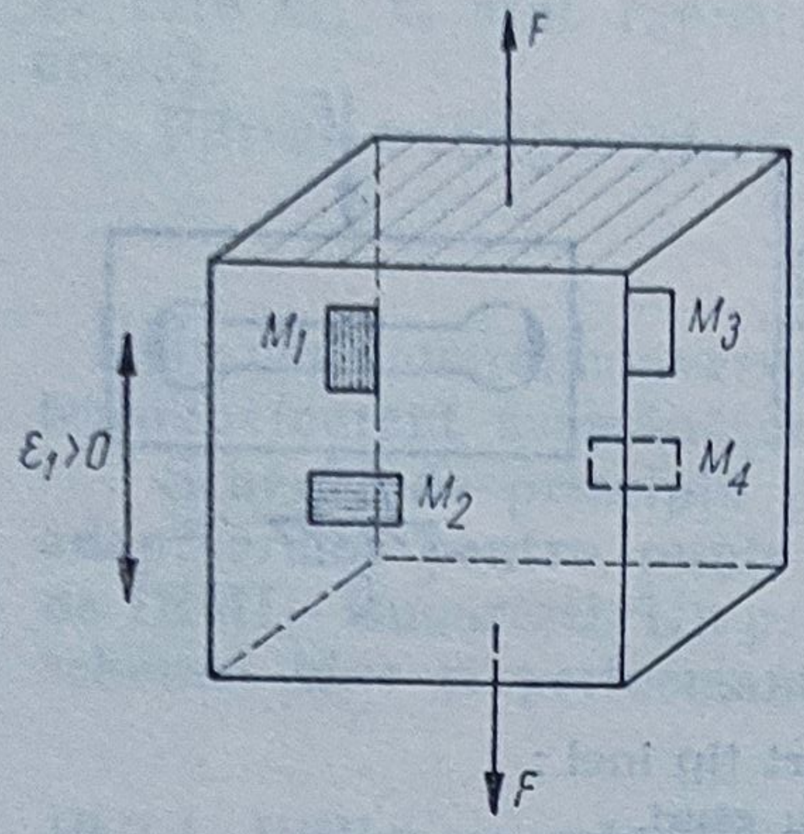


Fig. 10.22. Dispunerea mărcilor pentru solicitări de întindere.

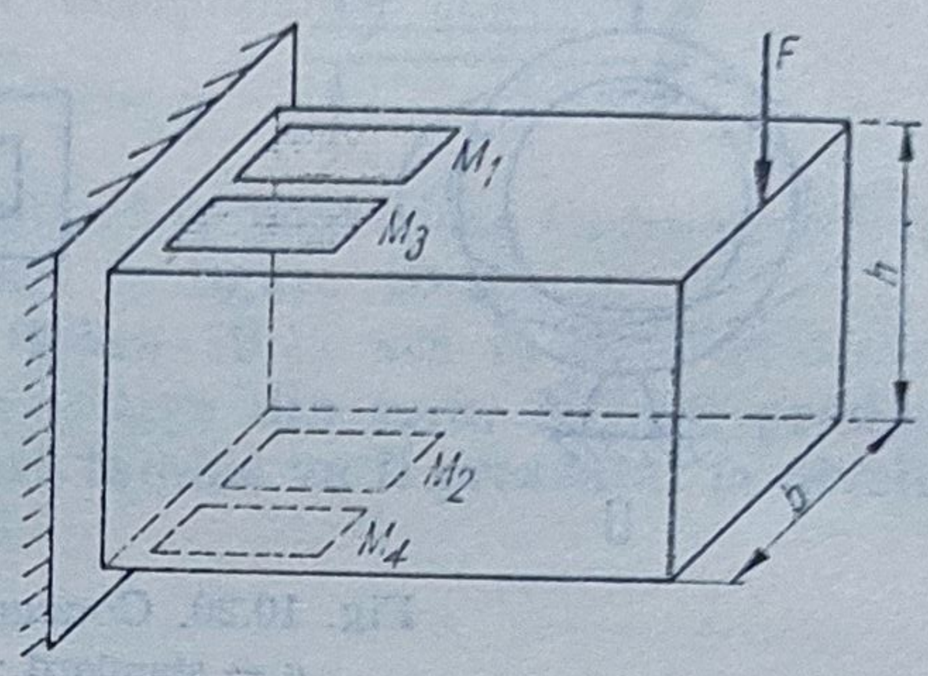


Fig. 10.23. Dispunerea mărcilor pentru solicitări de încovoiere.

Cu observațiile de la punctul a) și ținînd seama de sensul de solicitare al fiecărei mărci, rezultă :

$$\frac{U_e}{U_a} = \frac{k}{4}[\varepsilon_1 - (-\varepsilon_2) + \varepsilon_3 - (-\varepsilon_4)]$$

și dacă : $|\varepsilon_1| = |\varepsilon_2| = |\varepsilon_3| = |\varepsilon_4|$ se obține :

$$\frac{U_e}{U_a} = K|\varepsilon|$$

c) *Măsurarea forțelor și cuplurilor la solicitări de torsiune.* Într-un plan tangent la generatoarea barei supuse la torsiune diagrama forțelor de răsucire arată ca în figura 10.24, iar în figura 10.25 se prezintă amplasarea mărcilor tensometrice care oferă cea mai bună sensibilitate și liniaritate.

Pentru o bară de lungime l și secțiune de rază R, relația dintre forța F_x care acționează în punctul x situat la distanță d de capătul barei și momentul M este :

$$F_x = \frac{M(l-2d)}{lR} \quad \text{și deci} \quad d = \frac{l(M - R \cdot F_x)}{2M} \tag{10.21}$$

Montajul din figura 10.25 poate fi echivalat teoretic cu două mărci tensometrice active pe fiecare braț supuse eforturilor longitudinale și res-

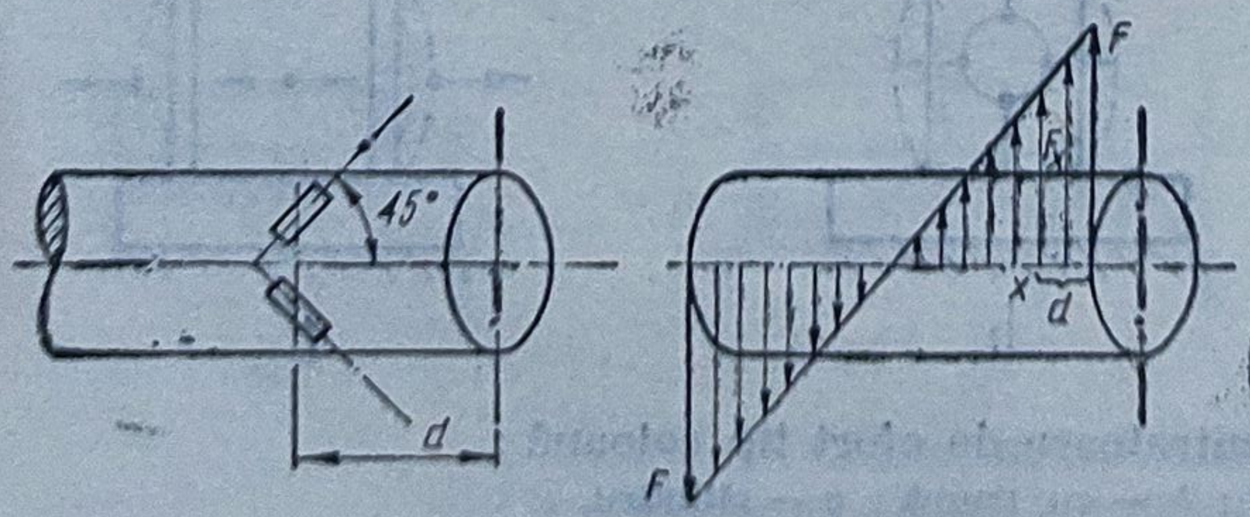


Fig. 10.24. Diagrama forțelor la răsucire.

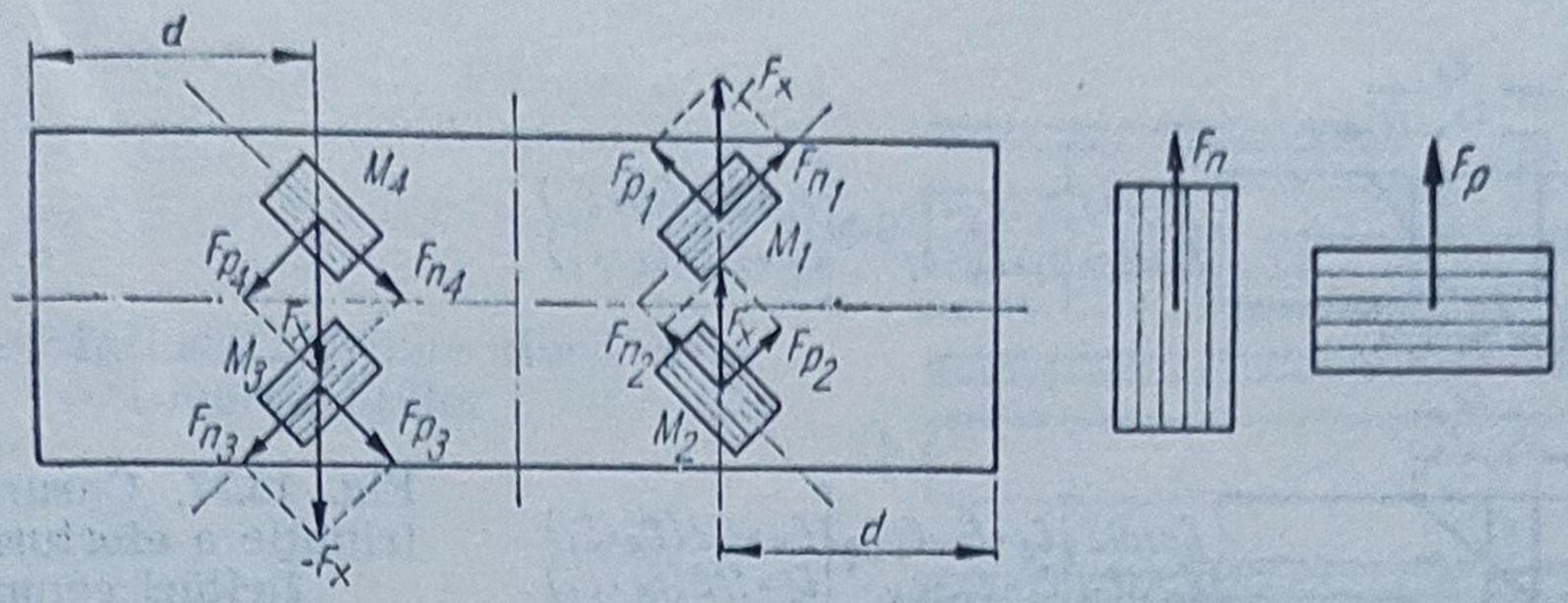


Fig. 10.25. Dispunerea forțelor pentru solicitări de torsiune.

pectiv transversale. Deoarece mărcile sînt dispuse la 45° față de generatoare, rezultă :

$$\overline{F}_n = \overline{F}_{n1} + \overline{F}_{n2} = \overline{F}_x \; ; \; \overline{F}_1 = \overline{F}_{e1} + \overline{F}_{e2} = \overline{F}_x$$

Cele două mărci vor sesiza alungirile relative ε și $-\mu\varepsilon$, iar formulele de calcul, cunoscînd F_x, sînt aceleași ca în cazul solicitării de întindere-compresie.

d) *Măsurarea solicitărilor compuse.* Se consideră o piesă supusă la întindere și încovoiere. În acest caz este mai avantajoasă folosirea semipunților sau a punților cu un singur braț activ. O posibilitate de dispunere a mărcilor este prezentată în figura 10.26, în care M_{2s} și M_{1s} formează o semipunte care sesizează ε_s, iar M_{2i} și M_{1i} formează o altă semipunte care sesizează ε_i, indicii s, respectiv i definind fața superioară, respectiv inferioară.

Notînd cu ε_N deformația specifică tracțiunii și cu ε_l deformația datorată încovoierii, pot apare trei situații distincte în ce privește relațiile între ε_s, ε_i, ε_N, ε_l, care sînt prezentate în figura 10.27.

De exemplu, pentru cazul *1*, ținînd cont de aranjarea perpendiculară a celor două mărci, se obține :

$$\varepsilon_s^* = (1+\mu)\varepsilon_s = (1+\mu)(\varepsilon_N + \varepsilon_l) \text{ respectiv } \varepsilon_i^* = (1+\mu)\varepsilon_i = (1+\mu)(\varepsilon_N - \varepsilon_l)$$

și în consecință :

$$\varepsilon_N = \frac{1}{2}(\varepsilon_s^* + \varepsilon_i^*) \; ; \quad \varepsilon_l = \frac{1}{2}(\varepsilon_s^* - \varepsilon_i^*)$$

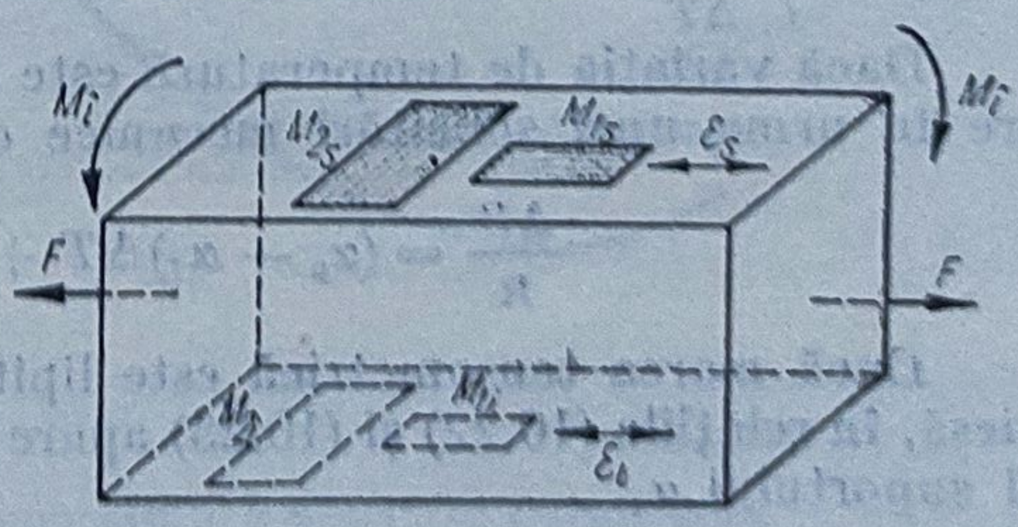


Fig. 10.26. Dispunerea mărcilor pentru solicitări compuse.

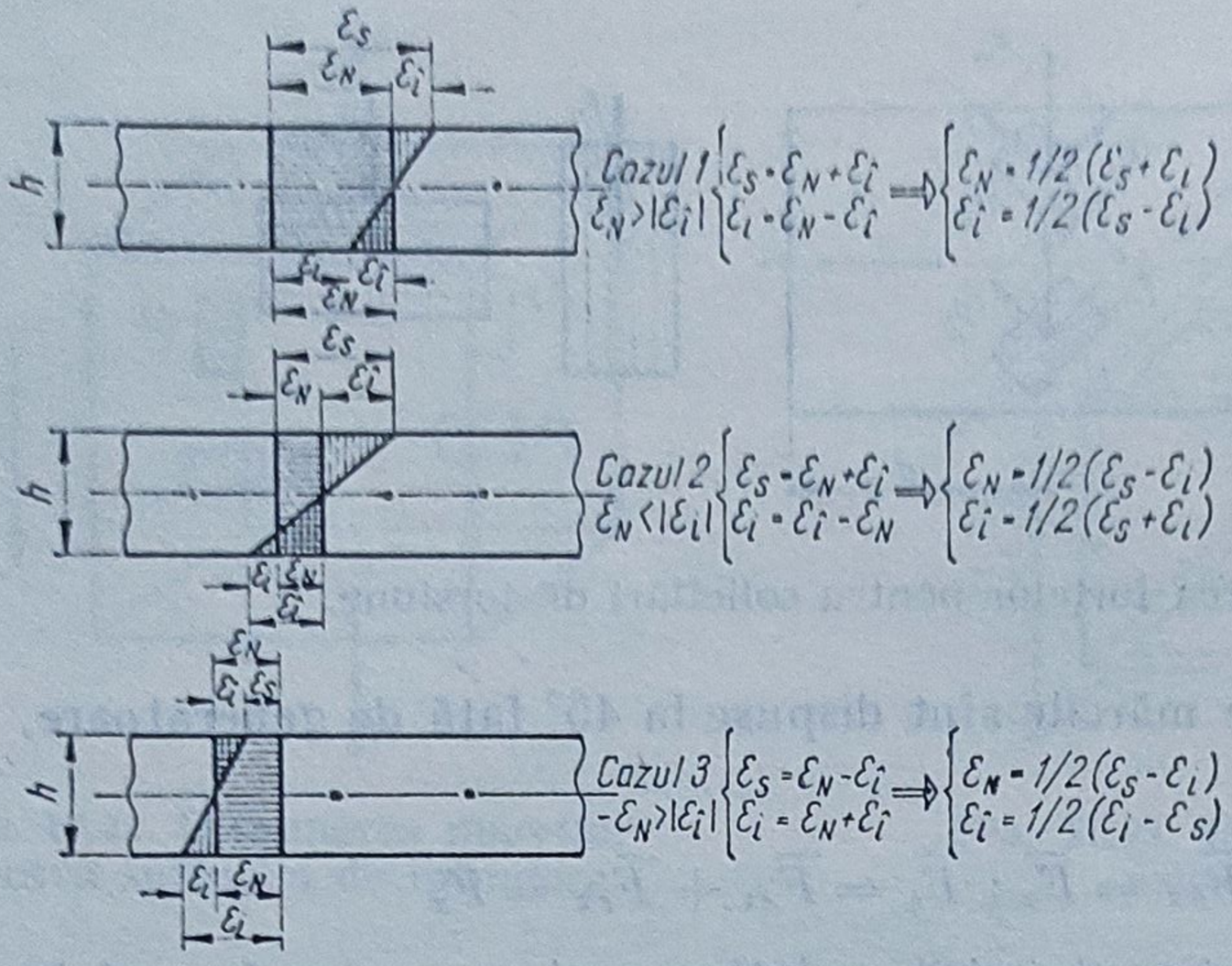


Fig. 10.27. Cazuri de distribuție a eforturilor la solicitări compuse.

10.2.5. Erori de măsurare și posibilități de compensare a acestora

Principalele influențe perturbatoare care influențează ieșirea traductoarelor tensorezistive sînt: variațiile de temperatură suferite de piesă, element sensibil sau cabluri de legătură, efecte termoelectrice, reacții chimice, cîmpuri electrice parazite.

Influența temperaturii. O marcă tensometrică de lungime l și rezistență R, supusă unei variații de temperatură ΔT, va avea o variație de rezistivitate $\Delta\rho$ și o variație de lungime Δl_t. La marca lipită direct pe piesă variația de lungime va fi egală cu variația de lungime a piesei Δl_p, deci cu $\Delta l = \Delta l_t = \Delta l_p$ mai mare decît a mărcii libere (fig. 10.28). Această alungire suplimentară acționează ca o variație de lungime produsă de o solicitare mecanică. Ca atare, variația rezistenței electrice va fi:

$$\frac{\Delta R}{R} = (\alpha_\rho - \alpha_t)\Delta T + K(\alpha_p - \alpha_t)\Delta T \qquad (10.28)$$

cu $\alpha_\rho = \frac{1}{\rho}\frac{\Delta\rho}{\Delta T}$ — coeficientul de variație cu temperatura al rezistivității;

$\alpha_t = \frac{1}{l}\frac{\Delta l_t}{\Delta T}$ — coeficientul de dilatare liniară a materialului mărcii;

$\alpha_p = \frac{1}{l}\frac{\Delta l_p}{\Delta T}$ — coeficientul de dilatare liniară a piesei.

Dacă variația de temperatură este ΔT și piesa pe care este lipită marca are în urma unei solicitări mecanice o alungire ε, relația (10.22) devine:

$$\frac{\Delta R}{R} = (\alpha_\rho - \alpha_t)\Delta T + K(\alpha_p - \alpha_t)\Delta T + K\varepsilon \qquad (10.29)$$

Dacă marca tensometrică este lipită mai întîi pe un suport și apoi pe piesă, în relațiile (10.22) și (10.23) apare în loc de α_p coeficientul de dilatare al suportului α_s.

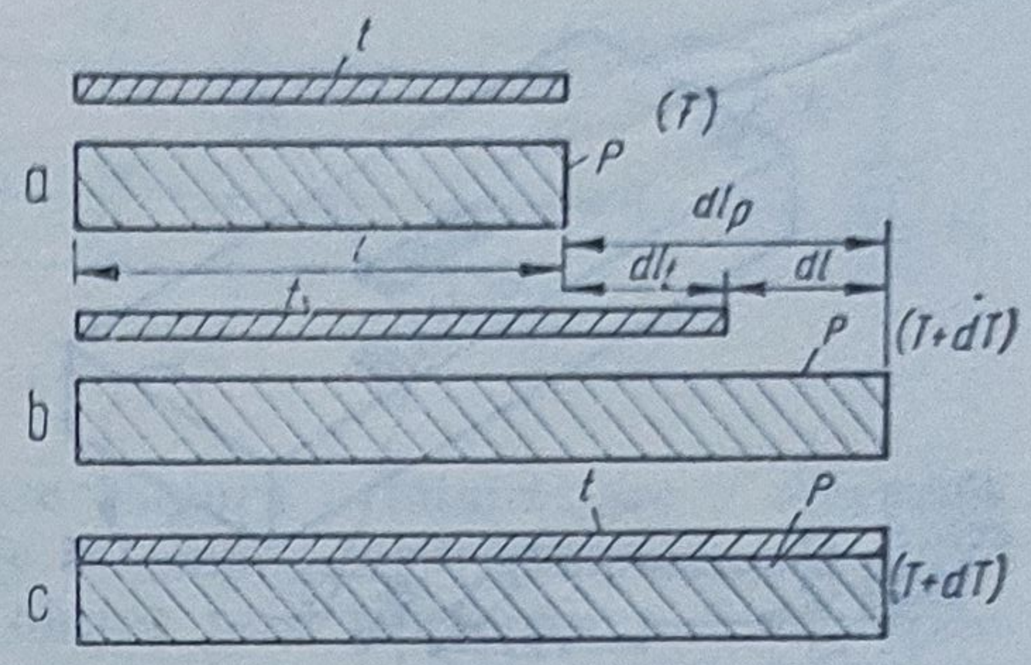


Fig. 10.28. Influența temperaturii asupra mărcii lipite.

Indicațiile suplimentare de solicitare la efort datorite variațiilor de temperatură poartă numele de efort aparent. Dacă se neglijează variația cu temperatura a factorului de marcă K, efortul aparent pentru o marcă tensometrică de material M lipită pe suportul S este:

$$\varepsilon_{ap}(M/S)_t = \left[\frac{\alpha_\rho}{K} + (\alpha_s - \alpha_t)\right]\Delta T \qquad (10.24)$$

În figura 10.29 este prezentată variația cu temperatura a efortului aparent pentru diferite materiale.

Pentru compensarea erorilor datorite efortului aparent mai importante sînt două metode: cea a mărcilor „false" și cea a mărcilor autocompensate.

a) *Utilizarea mărcilor de compensare.* Marca de compensare, numită și marcă „falsă", se montează pe brațul adiacent al mărcii active și este iden-

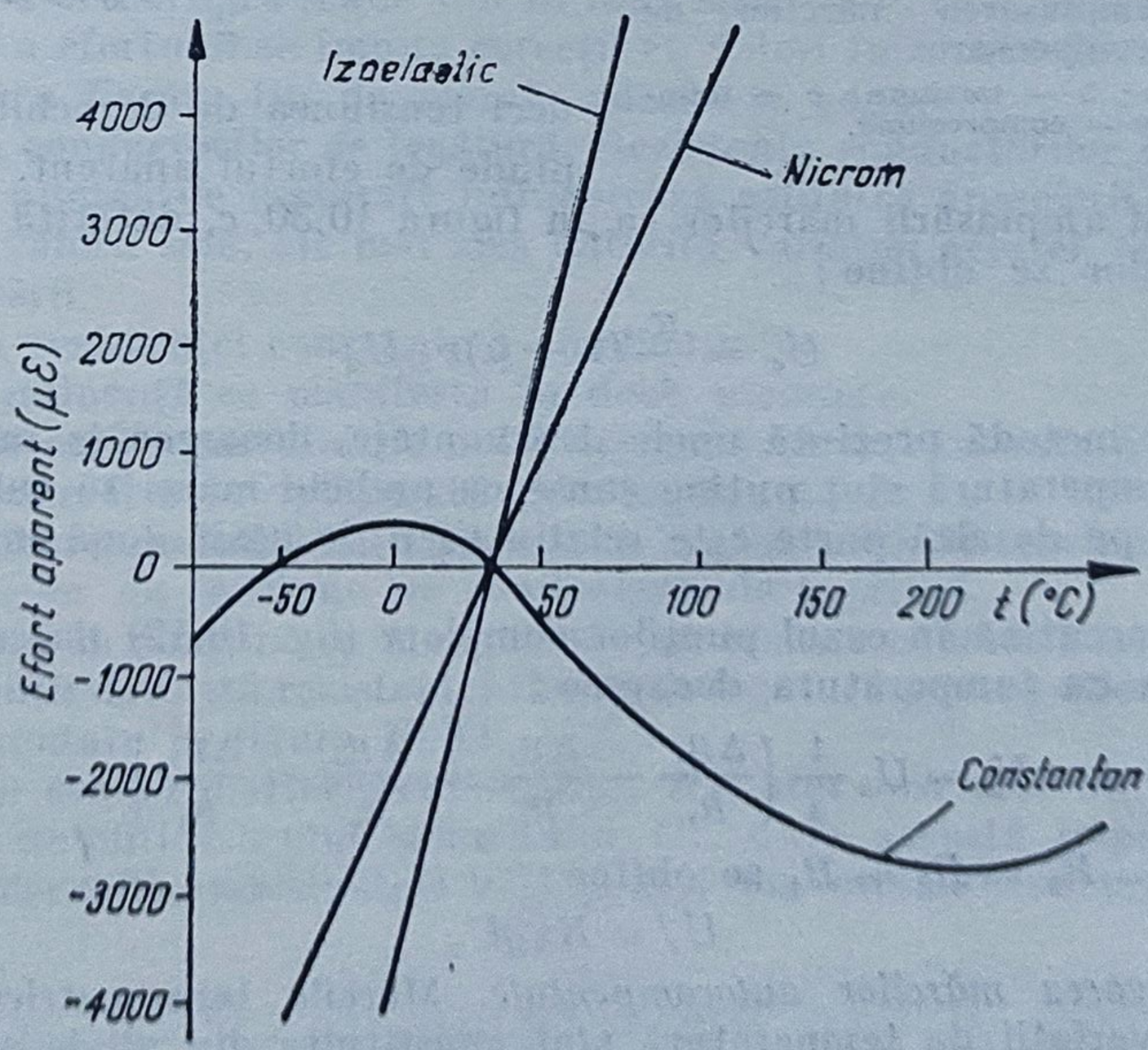


Fig. 10.29. Variația cu temperatura a efortului permanent.

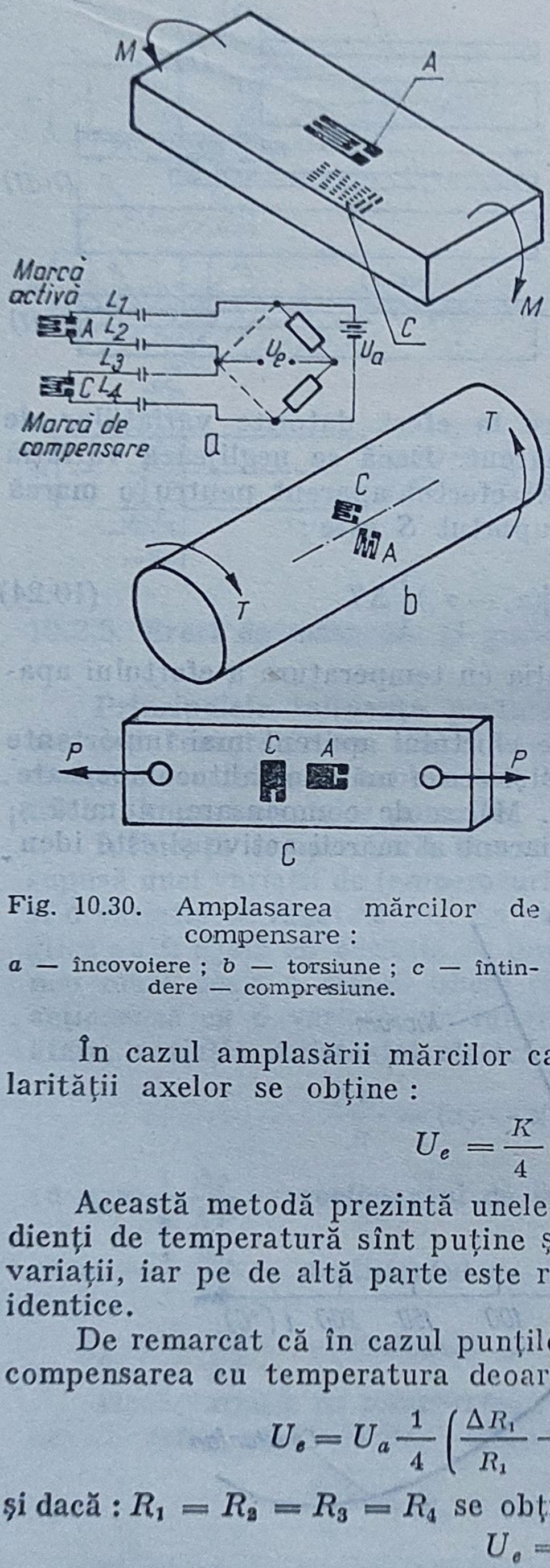


Fig. 10.30. Amplasarea mărcilor de compensare :

a — încovoiere ; *b* — torsiune ; *c* — întindere — compresiune.

tică cu aceasta. În figura 10.30 se prezintă amplasarea mărcii active și a celei de compensare pentru cele trei solicitări elementare.

În cazul din figura 10.30, *a* tensiunea de dezechilibru este :

$$U_e = U_a \cdot \frac{K}{4}\left(\frac{\Delta R_A}{R_A} - \frac{\Delta R_c}{R_c}\right)$$

și întrucît :

$$\frac{\Delta R_A}{R_A} = k(\varepsilon_M + \varepsilon_{ap})_A ;$$

$$\frac{\Delta R_c}{R_c} = k(-\varepsilon_M + \varepsilon_{ap})_c$$

unde ε_M este alungirea datorită solicitării mecanice ; ε_{ap} — alungirea datorită efortului aparent, iar mărcile sînt identice, rezultă :

$$U_e = \frac{K}{4} U_a(\varepsilon_M + \varepsilon_{ap} + \varepsilon_M - \varepsilon_{ap}) =$$

$$= \frac{K}{2} \cdot \varepsilon_M \cdot U_a.$$

deci tensiunea de dezechilibru nu depinde de efortul aparent.

În cazul amplasării mărcilor ca în figura 10.30, *c*, datorită perpendicularității axelor se obține :

$$U_e = \frac{K}{4}(1 + \mu)\varepsilon_M U_a$$

Această metodă prezintă unele dezavantaje, deoarece în medii cu gradienți de temperatură sînt puține șanse ca ambele mărci să sufere aceleași variații, iar pe de altă parte este relativ greu de găsit două mărci absolut identice.

De remarcat că în cazul punților complete (fig. 10.12) nu este necesară compensarea cu temperatura deoarece :

$$U_e = U_a \frac{1}{4}\left(\frac{\Delta R_1}{R_1} - \frac{\Delta R_2}{R_2} + \frac{\Delta R_3}{R_3} - \frac{\Delta R_4}{R_4}\right)$$

și dacă : $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ se obține :

$$U_e = K\varepsilon_M U_a$$

b) *Utilizarea mărcilor autocompensate*. Mărcile tensometrice autocompensate la variații de temperatură sînt constituite din aliaje speciale, din care cele mai utilizate sînt aliajele de tip A (cu constantan) și de tip K (aliaj

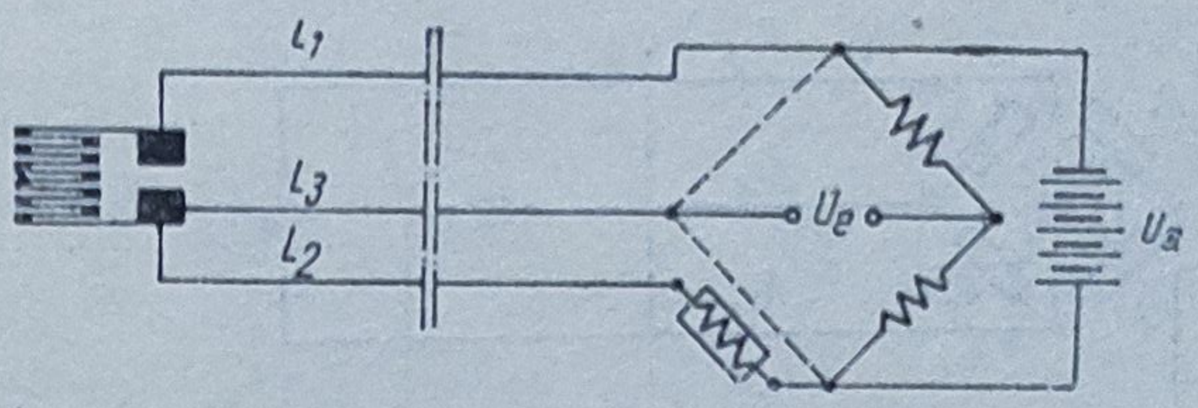


Fig. 10.31. Conectarea mărcilor autocompensate.

karma). Aceste aliaje au proprietăți care asigură o minimizare a efortului aparent pentru o gamă largă de variație a temperaturii, compensarea datorîndu-se faptului că rețeaua mărcii se obține prin înserierea a două rețele din aliaje diferite, unul avînd coeficient de temperatură pozitiv, celălalt negativ.

Această metodă de compensare este mult utilizată la măsurări ale efortului la temperaturi apropiate de temperatura mediului și utilizează o singură marcă autocompensată montată într-o punte care are în brațul adiacent un rezistor fix (fig. 10.31) al cărui coeficient de variație cu temperatura nu trebuie să depășească 10^{-6} Ω/°C. Din păcate, costul mărcilor autocompensate este ridicat și limitează utilizarea acestora la situațiile în care influența perturbatoare a temperaturii nu poate fi eliminată în alt mod.

Influența razei de curbură. În [4] se demonstrează că la instalarea mărcii tensometrice pe o suprafață cu o curbură pronunțată, efortul aparent este diferit decît cel ce apare la montarea mărcii pe o suprafață plană. Schimbarea survenită în efortul aparent datorită curburii se numește efort incremental.

Efortul aparent incremental produs de curbură este un efect de ordin secundar, care în mod obișnuit se poate neglija, dar care devine semnificativ cînd raza de curbură scade sub 15 mm, situație în care pentru determinarea corectă a efortului se impun corecții cu valori furnizate de nomograme specifice pentru fiecare tip de marcă, adeziv și suport.

Influența conductorilor de legătură. Rezistența conductorilor de legătură a mărcilor la puntea de măsurare influențează calitatea aprecierii eforturilor atît datorită valorii sale, cît mai ales datorită variației acestei rezistențe în timpul măsurării.

Influența rezistenței constante a conductorilor.

Această influență se manifestă în două moduri:

— modificarea punctului de nul (deriva de zero), care este o modificare aditivă ce poate fi ușor înlăturată prin calibrare;

— modificarea sensibilității punții, în sensul scăderii tensiunii de ieșire datorită căderilor de tensiune pe conductorii de legătură.

Se prezintă în continuare modalitățile de tratare a modificărilor de sensibilitate a punții datorită rezistenței firelor de legătură pentru diferitele tipuri de punți prezentate în figura 10.32.

a) *Puntea completă*. Rezistențele R_{F4}, R_{F1} sînt înseriate cu impedanța de intrare a amplificatorului semnalului U_e. Cum această impedanță are valoare considerabilă, rezistențele R_{F4} și R_{F1} nu influențează măsurarea și deci:

$$U'_a = U_a \frac{R_E}{R_E + R_{F2} + R_{F3}} \text{ unde } R_E = (R_1 + R_2) \,||\, (R_3 + R_4) \qquad (10.25)$$

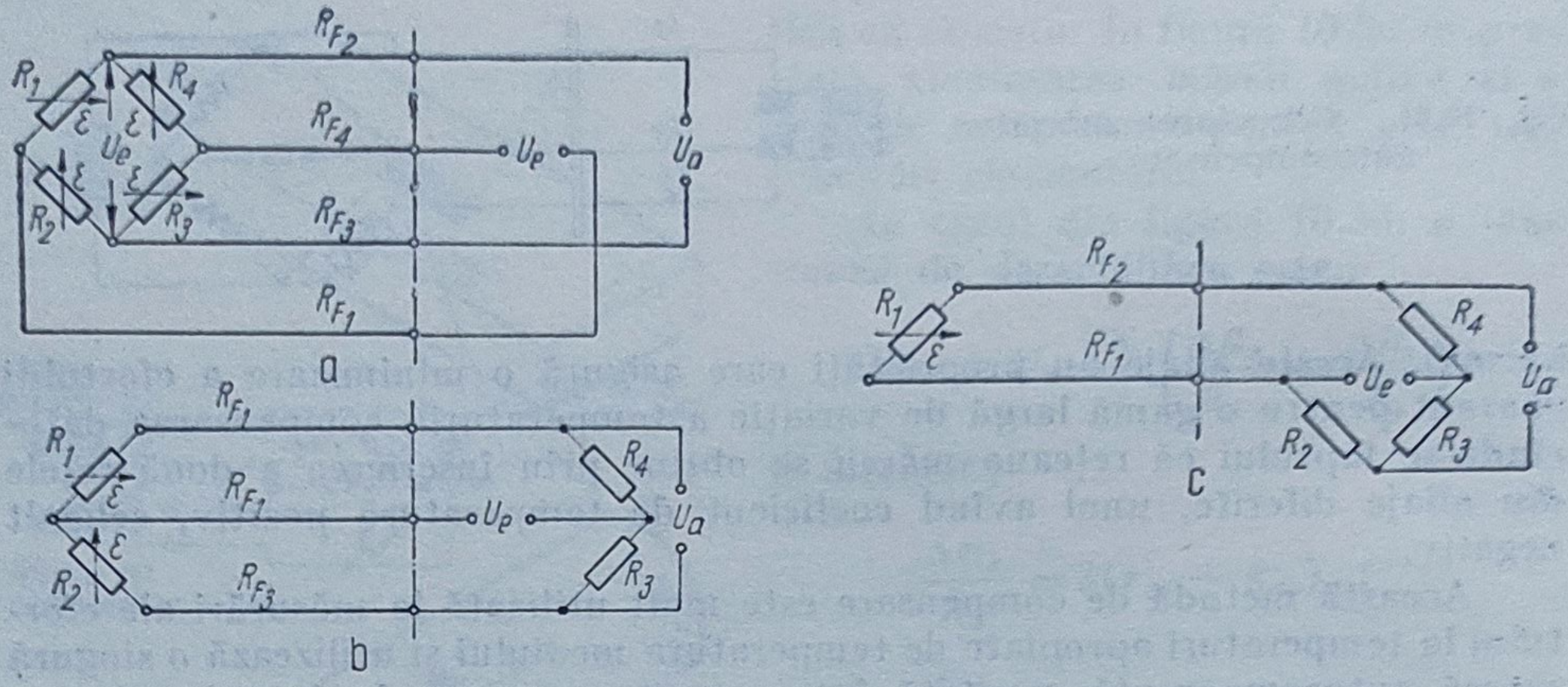


Fig. 10.32. Evidențierea firelor de legătură la diferite punți tensometrice :
a — completă ; *b* — semi-punte ; *c* — efort de punte.

Folosind ecuația de ieșire a punții complete și relația (10.25) rezultă :

$$\frac{U_e}{U_a} = \frac{K}{4}(\varepsilon_1 - \varepsilon_2 + \varepsilon_3 - \varepsilon_4)\frac{R_F}{R_E + R_{F2} + R_{F3}}$$

Deci în cazul cînd se iau în considerație rezistențele firelor de legătură, valoarea corectă a factorului de marcă va fi K' :

$$K' = K\frac{R_E}{R_E + R_{F2} + R_{F3}}$$

b) *Semi-punte.* Deoarece impedanța de intrare în amplificatorul tensiunii U_e este foarte mare, se consideră curentul prin R_{F1} nul. Relația (10.11) va fi :

$$\frac{U_e}{U_a} = \frac{1}{4}\left(\frac{\Delta R_1}{R_1 + R_{F2}} - \frac{\Delta R_2}{R_2 + R_{F3}}\right)$$

și considerînd : $\frac{\Delta R_1}{R_1} = K\varepsilon_1$; $\frac{\Delta R_2}{R_2} = K\varepsilon_2$; $[R_1 = R_2 = R$; $R_{F2} = R_{F3} = R_F$ va rezulta :

$$\frac{U_e}{U_a} = \frac{K}{4}(\varepsilon_1 - \varepsilon_2)\frac{R}{R + R_F}$$

Deci valoarea corectă a factorului de marcă este $K' = K\frac{R}{R + R_F}$

c) *Sfert de punte.* Aplicînd relația (10.11) pentru acest caz, rezultă :

$$\frac{U_e}{U_a} = \frac{1}{4}\frac{\Delta R_1}{R_1 + R_{F1} + R_{F2}}$$

și în aceleași condiții ca la punctele *a*) și *b*) rezultă valoarea corectă a factorului de marcă $K' = K\frac{R}{R + 2R_F}$

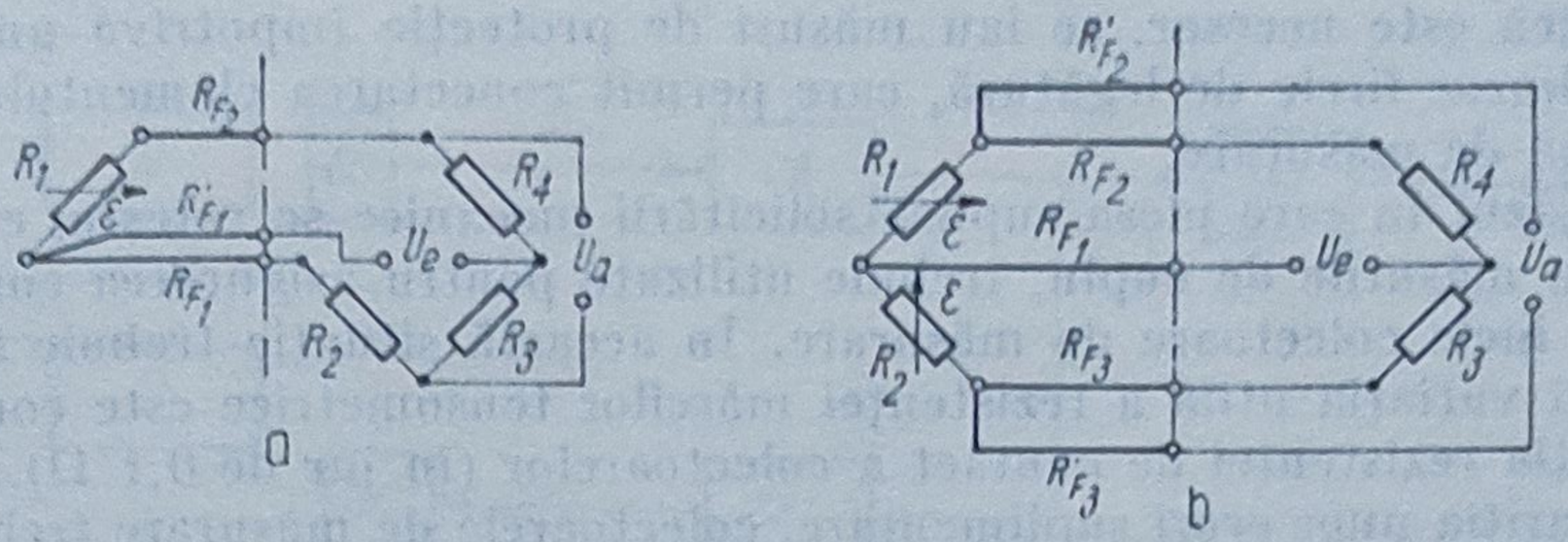


Fig. 10.33. Conexiunea mărcilor :
a — cu „3 fire" ; *b* — cu „5 fire".

Influența variației rezistenței conductorilor de legătură. Cea mai importantă variație a rezistenței firelor de legătură se datorează variațiilor de temperatură, care — în cazul cel mai defavorabil al conectării în sfert de punte — produc, la o creștere de temperatură ΔT, o variație de rezistență $\Delta R_F = 2R_F\alpha\Delta T$.

Ca urmare apare un efort aparent suplimentar :

$$\varepsilon_{aps} = \frac{1}{K}\frac{2R_F\alpha\Delta T}{R + 2R_F}$$

unde R este rezistența mărcii tensometrice.

Pentru eliminarea acestui efect nedorit se recomandă legarea mărcii active prin conexiunea cu trei fire (fig. 10.33 *a*) în cazul conectării în sfert de punte sau utilizarea montajului cu 5 fire, în cazul unei semipunți cu două mărci active (fig. 10.33, *b*).

Tehnologia amplasării mărcilor. Pentru asigurarea performanțelor traductoarelor cu mărci tensometrice trebuie luate mai multe măsuri :

— marca tensometrică trebuie aleasă corespunzător atît în ce privește proprietățile și dimensiunile, cît și comportarea la variații de temperatură, umezeală etc.

— locul de amplasare a mărcii trebuie ales după o prealabilă apreciere a repartiției eforturilor unitare, în cazul pieselor complexe urmînd să se lipească mai multe mărci sau rozete ;

— la locul de amplasare piesa trebuie bine curățată de rugină, vopsea, dar nu este necesară o suprafață foarte netedă, eventualele rizuri favorizînd aderența mărcii ;

— orientarea elementului sensibil pe piesă trebuie să fie riguroasă.

După o curățare prealabilă prin șlefuire, suprafața piesei în zona de amplasare se curăță prin spălare cu solvent (uzual acetonă), după care se aplică atît pe piesă, cît și pe suportul mărcii un strat fin de adeziv și se lipește marca prin apăsare ușoară spre a elimina excesul de adeziv și bulele de aer. În funcție de adezivul folosit se impune o anumită durată de uscare.

Uscarea se poate face în aer, sau pe cale artificială, prin încălzire. Uscarea prin încălzire este obligatorie pentru adezivii care se întăresc prin polimerizare.

După uscare se face verificarea rezistenței electrice. În acest scop se verifică atît rezistența elementului sensibil propriu-zis, cît și rezistența sa de izo-

lație. Dacă este necesar, se iau măsuri de protecție împotriva umezelii. În final se lipesc firele de legătură, care permit conectarea elementului sensibil în schema de măsurare.

În cazul în care piesa supusă solicitării mecanice se rotește, cum se întîmplă la măsurile de cuplu, trebuie utilizate pentru asigurarea conexiunilor electrice inele colectoare de măsurare. În această situație trebuie să se țină seama că variația utilă a rezistenței mărcilor tensometrice este comparabilă cu variația rezistenței de contact a colectoarelor (în jur de 0,1 Ω). Pentru a evita apariția unor erori suplimentare, colectoarele de măsurare trebuie să fie amplasate în diagonalele de alimentare și respectiv de măsurare ale punții tensometrice.

10.3. Traductoare cu coardă vibrantă

Aceste traductoare cuprind elemente sensibile care valorifică proprietățile vibratorii ale unor structuri elastice, urmărind evidențierea unui semnal a cărui frecvență depinde de starea de tensiune a acestor structuri, de obicei coarde metalice.

Frecvența fundamentală de rezonanță a unei coarde tensionate poate fi calculată cu relația :

$$f = \frac{1}{2L}\sqrt{\frac{T}{m_l}} \tag{10.26}$$

unde L este lungimea coardei vibrante, T — tensiunea în coardă și m_l — masa unității de lungime.

Această frecvență poate fi modificată în două moduri :

— prin modificarea tensiunii din coardă la o lungime constantă a acesteia, variantă în care se măsoară direct efortul ;

— prin modificarea lungimii coardei sub efort fix, situație în care se pot măsura alungirile.

Pentru asigurarea stabilității în funcționare și a sensibilității maxime, traductorul trebuie să asigure, prin blocul de adaptare, menținerea în permanență la rezonanță a coardei, printr-un semnal de reacție proporțional cu variația de frecvență. În funcție de sistemul de excitație, se pot deosebi două variante constructive de bază : cu plasarea coardei în cîmp magnetic constant și cu excitare prin oscilator comandat.

În figura 10.34 este prezentată schema de principiu pentru primul caz. Coarda, amplasată în cîmp magnetic constant creat de un magnet permanent, este străbătută de un curent alternativ furnizat de sursa SC, cu frecvența egală cu frecvența de rezonanță dictată de dimensiunile coardei și de tensiunea în coardă. Un element sensibil inductiv ES oferă o tensiune electromotoare alternativă, cu frecvența egală cu cea de vibrație. Orice schimbare în tensionarea coardei schimbă frecvența naturală și deci frecvența la ieșirea ES devine proporțională cu efortul aplicat. Circuitul de adaptare CA liniarizează acest semnal și îl convertește într-un tren de impulsuri (semnal TTL), care se poate afișa prin intermediul dispozitivului de afișare DA sau poate fi preluat din

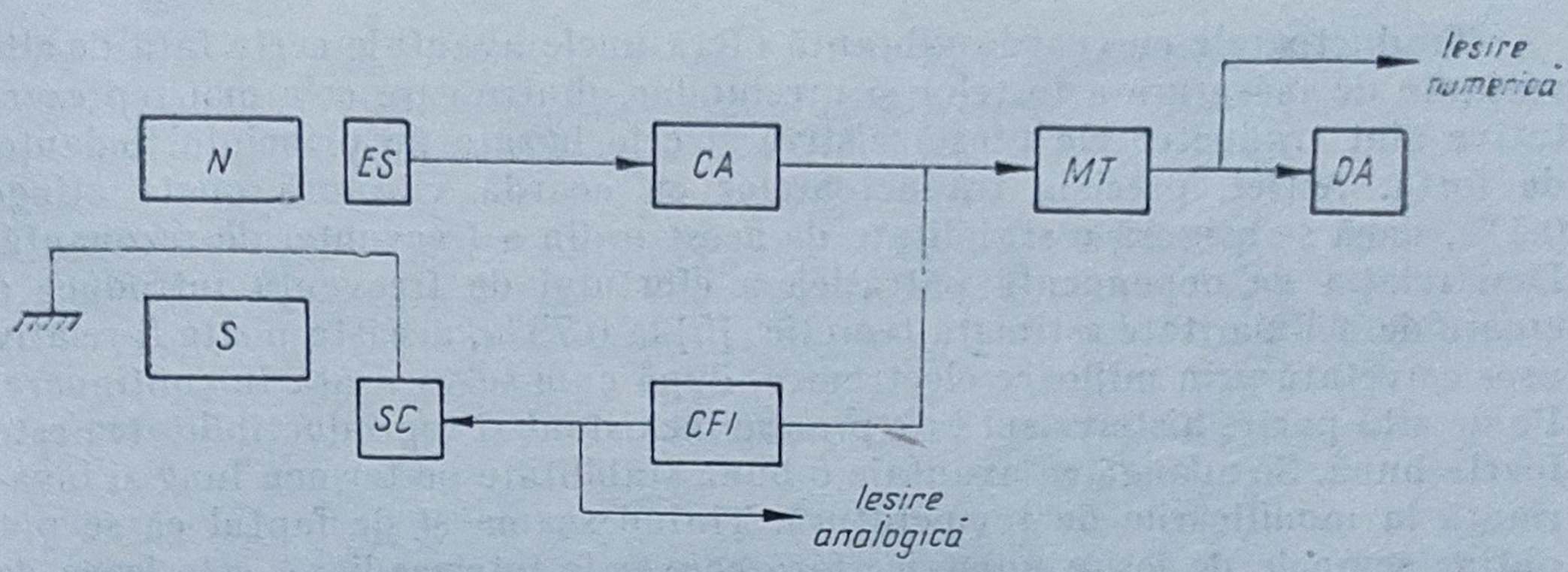


Fig. 10.34. Excitație prin magnet permanent.

memoria tampon *MT* pentru a fi utilizat de un dispozitiv de automatizare discretă (regulator numeric, calculator de proces). În același timp semnalul TTL este convertit în semnal analogic unificat prin intermediul convertorului frecvență/curent *CFI*. Semnalul analogic poate fi și el considerat semnal de ieșire din traductor, dar rolul său principal este acela de a asigura reacția, comandînd sursa de curent astfel încît să-și modifice frecvența la valoarea noii frecvențe de rezonanță. Se asigură în acest fel funcționarea stabilă a traductorului în zona de sensibilitate maximă.

Schema bloc pentru a doua variantă de excitație este prezentată în figura 10.35. Modificarea constă în aceea că excitația se datorează cîmpului magnetic produs de un excitator, de exemplu un electromagnet de tipul celor folosite la frecvențmetrele cu lamele vibrante (vezi cap. 6). Excitatorul este alimentat de la un oscilator a cărui frecvență este comandată de tensiunea furnizată de un convertor frecvență/tensiune *CFU*. În rest, blocurile și modul de funcționare rămîn aceleași ca la varianta prezentată anterior.

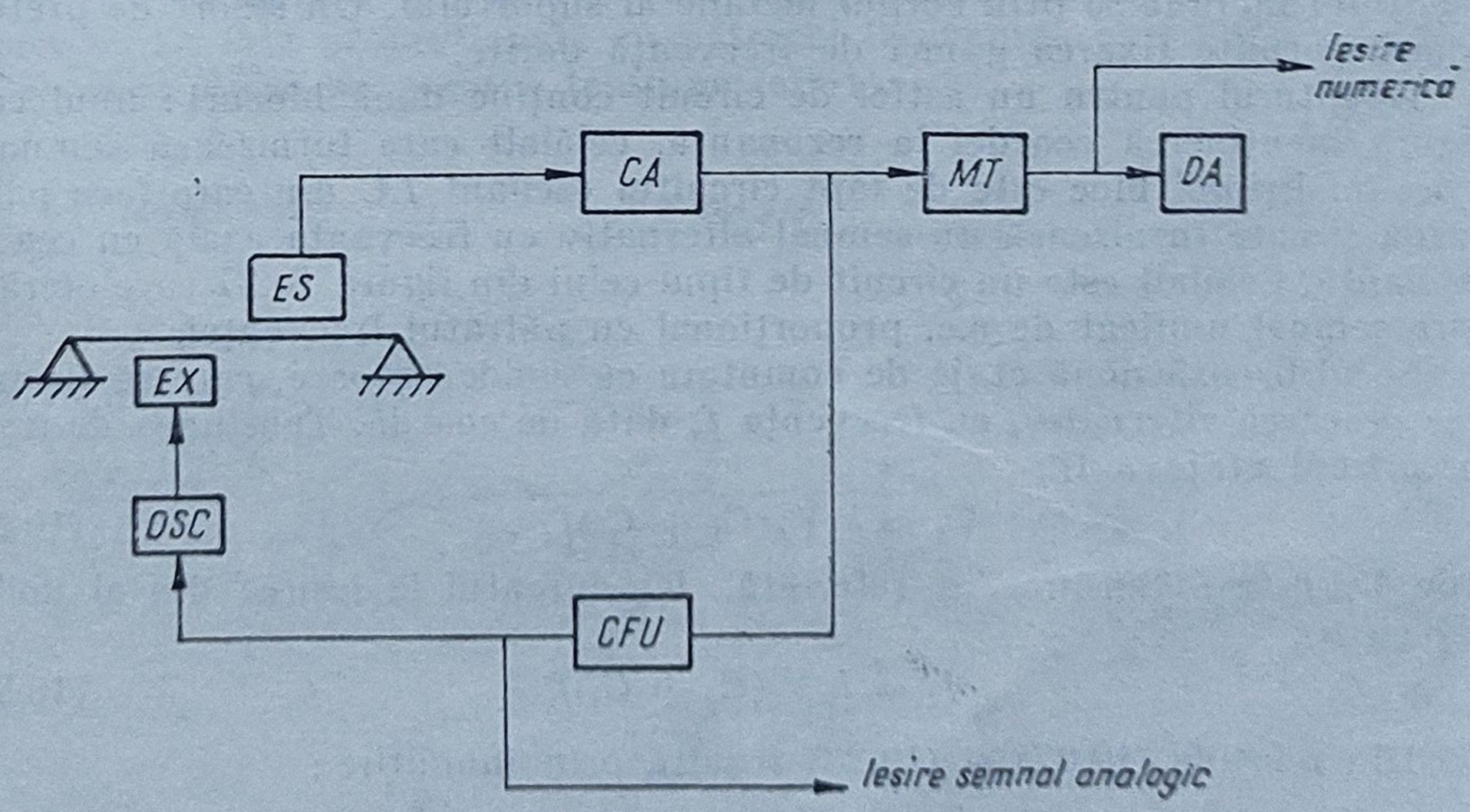


Fig. 10.35. Excitație prin electromagnet.

Traductoarele cu coardă vibrantă oferă unele avantaje certe faţă de alte variante de măsurare a forţelor şi presiunilor, dintre care cele mai reprezentative sînt traductoarele tensorezistive şi cele bazate pe principiul balanţei de forţă. Astfel, precizia traductoarelor cu coardă vibrantă poate atinge 0,1%, dacă se asigură o stabilitate de acest ordin a frecvenţei de rezonanţă. Deşi relaţia de dependenţă pătratică a efortului de frecvenţă introduce o eroare de neliniaritate estimată teoretic [5] la 0,75%, aceasta poate fi relativ uşor corectată prin mijloace electronice, după cum se va arăta în continuare. Pe de altă parte, histerezisul este practic inexistent şi reproductibilitatea este foarte bună. Se adaugă ca avantaje o bună stabilitate pe termen lung şi invarianţă la modificările de temperatură. Ţinînd seama şi de faptul că se pot obţine semnale de ieşire numerice fără conversie intermediară, este lesne de înţeles interesul sporit de care se bucură aceste traductoare în ultimul timp, mai multe firme încercînd să le impună pentru aplicaţii diverse (determinarea solicitărilor în construcţii de beton, determinarea eforturilor în braţele robo-ţilor, măsurări de presiuni etc.).

Dintre variantele industriale, mai utilizată este prima variantă de excitaţie, deoarece permite soluţii constructive robuste şi care pot fi miniaturizate. Dezavantajul principal faţă de a doua variantă de excitaţie constă în dificultatea de a separa semnalul util sesizat de *ES*, de semnalul parazit obţinut prin efect de transformator datorită trecerii curentului prin coardă. O soluţie satisfăcătoare este cea propusă de firma FOXBORO [5], la care coarda face parte componentă dintr-un circuit oscilant *LC* ce furnizează frecvenţa de rezonanţă. Soluţia constructivă de principiu este prezentată în figura 10.36. Efortul se determină în funcţie de presiunea exercitată asupra unei diafragme ce separă mediul extern de incinta traductorului propriu-zis (magnet permanent şi coardă vibrantă).

Unul din capetele coardei este ataşat la corpul traductorului printr-un izolator, astfel încît curentul alternativ poate străbate coarda, închiderea circuitului făcîndu-se prin corpul metalic al suportului. Un resort de pretensionare permite fixarea gamei de frecvenţă dorite.

Adaptorul pentru un astfel de circuit conţine două blocuri : unul care asigură menţinerea coardei la rezonanţă, celălalt care furnizează semnalul de ieşire. Primul bloc este de fapt circuitul oscilant *LC* din care face parte coarda şi care furnizează un semnal alternativ cu frecvenţa egală cu cea de rezonanţă. Celălalt este un circuit de tipul celui din figura 10.37 care oferă la ieşire semnal unificat de c.c. proporţional cu pătratul frecvenţei.

Se utilizează două etaje de comutare cu condensatoare, care se încarcă şi se descarcă alternativ, cu frecvenţa f_n dată de coardă. Tensiunea de ieşire din primul etaj va fi :

$$V_3 = k_1 V_R (C_1 + C_2) f_n \tag{10.27}$$

unde V_R este o tensiune de referinţă, iar curentul la ieşirea din al doilea etaj va fi :

$$I_2 = k_2 V_3 (C_3 + C_4) f_n \tag{10.28}$$

Din relaţiile (10.27) şi (10.28) rezultă prin înmulţire :

$$I_2 = k_3 V_R (C_1 + C_2)(C_3 + C_4) f_n^2$$

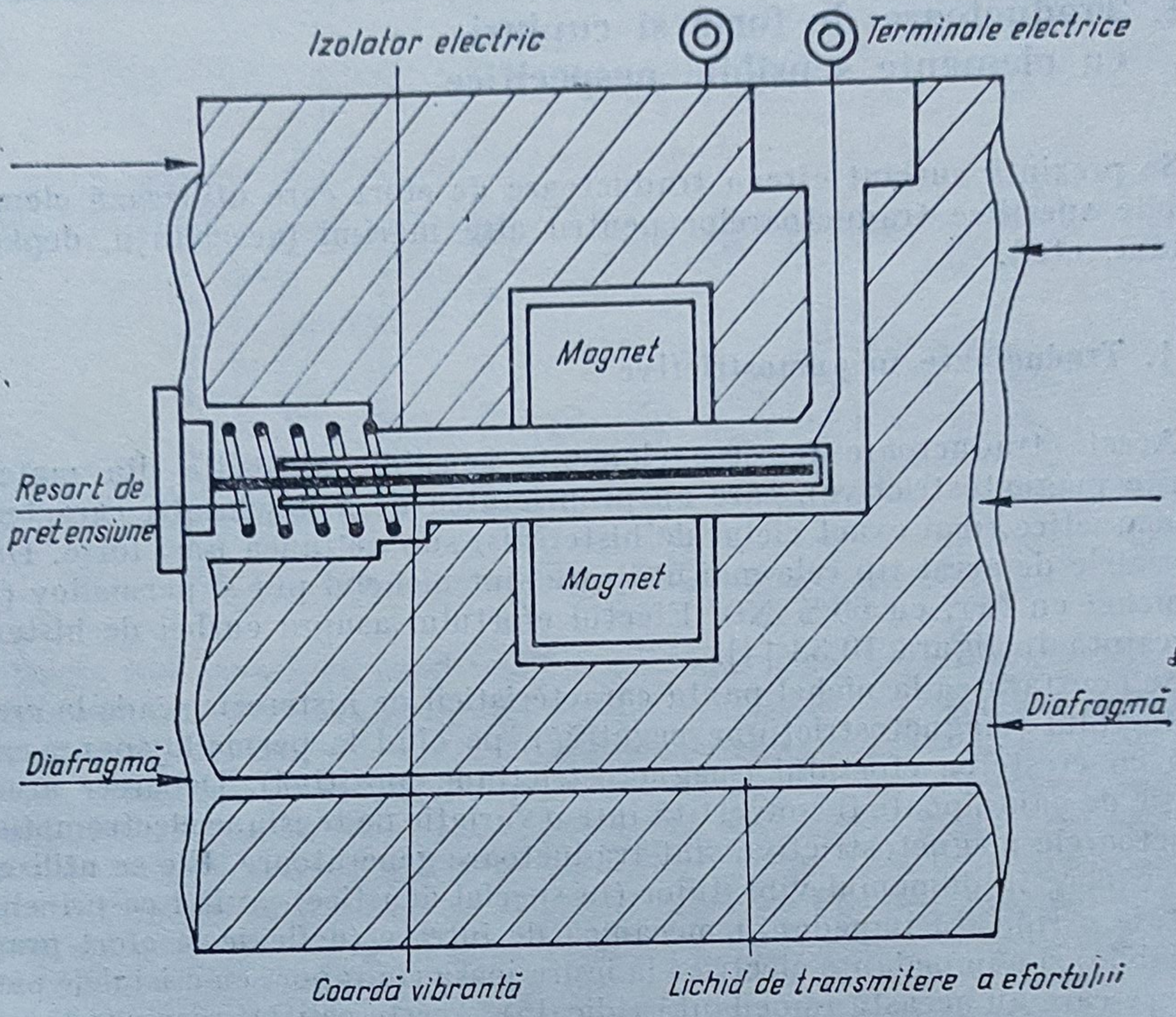


Fig. 10.36. Soluție constructivă pentru traductor cu coardă vibrantă.

Etajul final amplifică acest semnal și îl condiționează în gama de ieșire dorită, de exemplu 4—20 mA. Deoarece din relația (10.26) rezultă că și tensiunea în fir este proporțională cu pătratul frecvenței, curentul de ieșire I_2 va depinde liniar de această tensiune (efort).

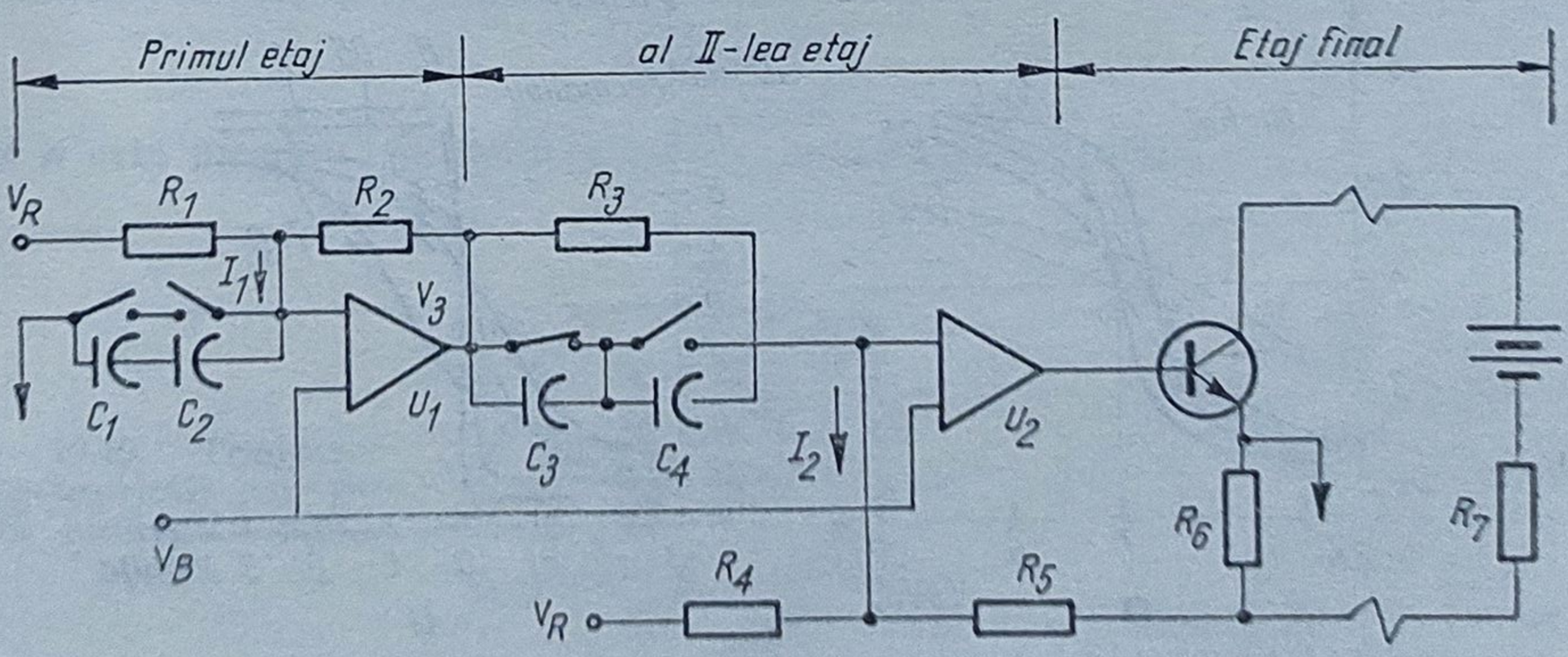


Fig. 10.37. Bloc electronic de liniarizare.

10.4. Traductoare de forțe și cupluri cu elemente sensibile nespecifice

Se prezintă succint cîteva traductoare de efort care utilizează elemente sensibile specifice traductoarelor pentru alte mărimi (accelerații, deplasări, presiuni, etc.).

10.4.1. Traductoare magnetostrictive

Aceste traductoare folosesc elemente sensibile alcătuite din materiale (numite magnetostrictive), care au proprietatea de a-și schimba caracteristicile magnetice (mai exact ciclul de histerezis) sub acțiunea unei forțe. Dintre materialele de acest tip cele mai utilizate sînt nichelul pur și permalloy (aliaj din nichel cu fier, cu 68% Ni). Efectul efortului asupra curbei de histerezis se prezintă în figura 10.38 [4].

Se constată că la nichel panta caracteristicii de histerezis scade la creșterea efortului (magnetostricțiune negativă), pe cînd la permalloy panta crește odată cu creșterea efortului (magnetostricțiune pozitivă). Deoarece această variație de pantă poate fi convertită într-o variație de tensiune electromotoare, traductoarele magnetostrictive sînt traductoare generatoare. Ele se utilizează cu precădere în domeniul vibrațiilor (în special acustice), avînd ca principale avantaje o ridicată impedanță mecanică de intrare (deflexie la efort practic neglijabilă) și o impedanță electrică la ieșire joasă (în raport cu cristalele piezoelectrice care au această impedanță ridicată). Aceste calități recomandă utilizarea elementelor sensibile magnetostrictive și la măsurarea forțelor, de regulă, a celor dinamice. În figura 10.39 se prezintă schema de principiu a unui traductor magnetostrictiv.

Elementul sensibil este un circuit magnetic închis, din material magnetostrictiv ; variația de permeabilitate produsă de aplicarea forței provoacă o

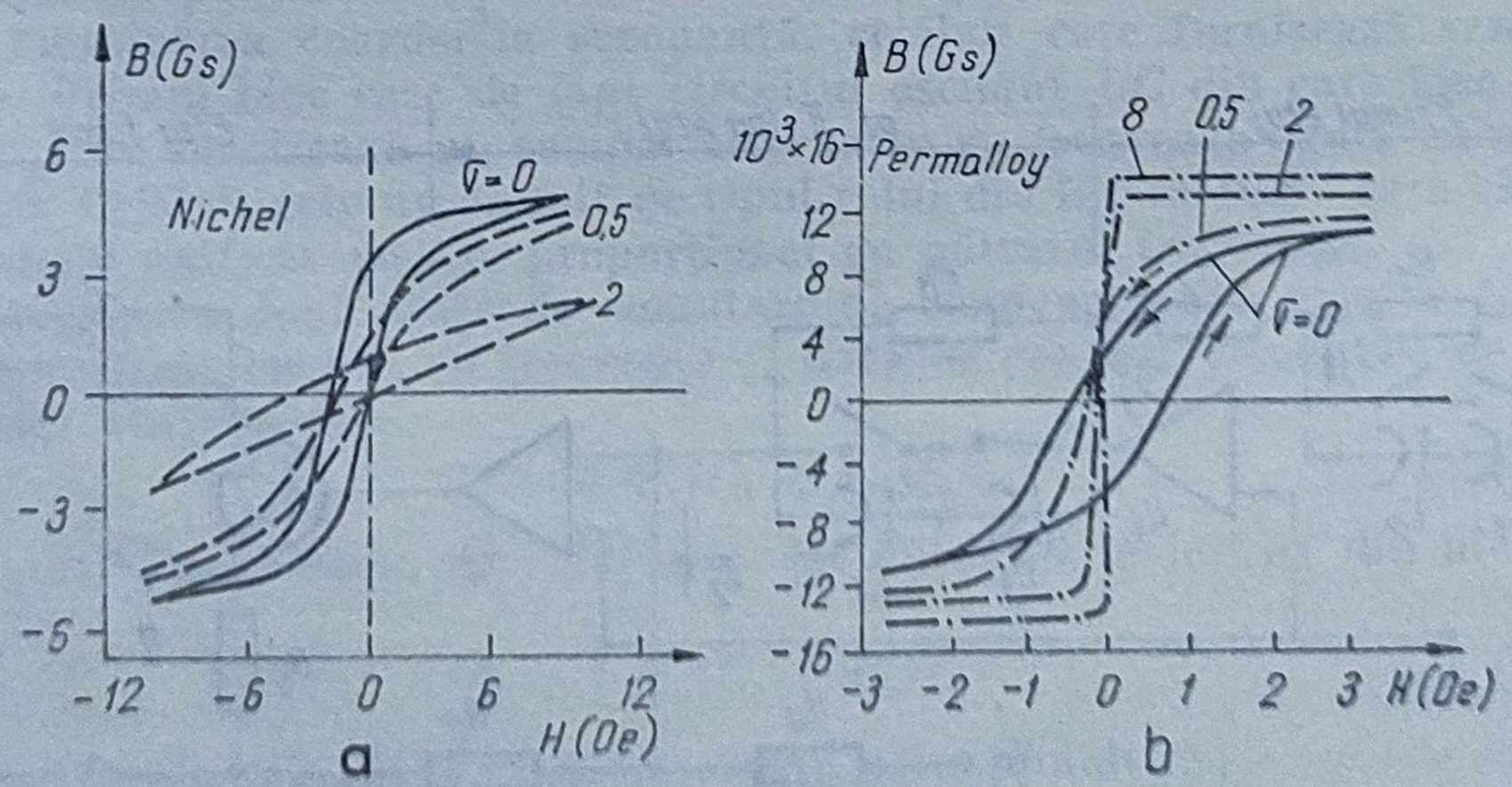


Fig. 10.38. Curbe de histerezis la materiale magnetostrictive :
a — nichel ; *b* — permalloy.

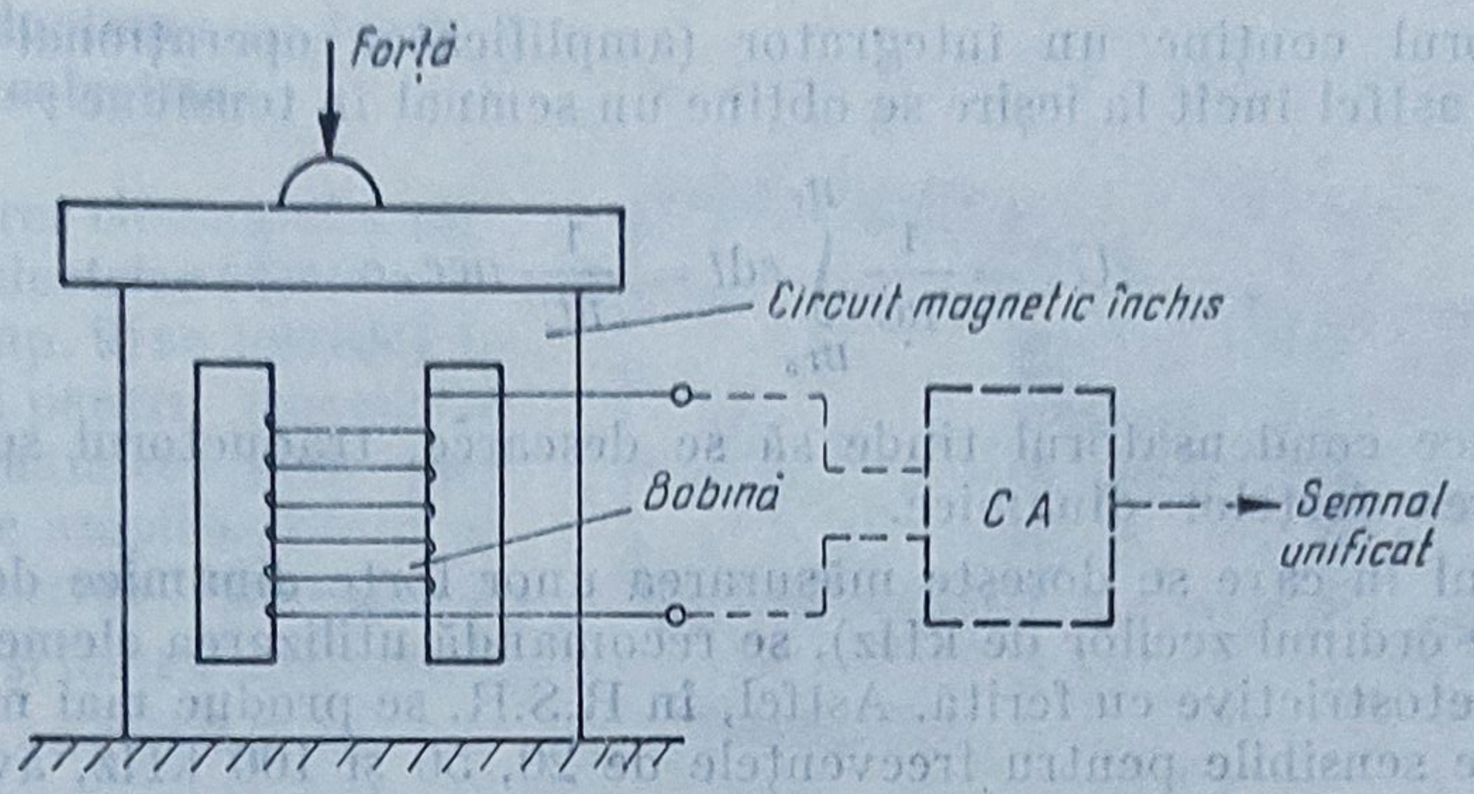


Fig. 10.39. Traductor magnetostrictiv cu variația permeabilității

variație de inductanță în bobina asociată, care poate fi preluată de circuitul de adaptare *CA* (de exemplu, adaptor de tip punte). De obicei se utilizează un montaj diferențial, cu două elemente magnetostrictive dintre care unul supus la compresie și celălalt la întindere. Inductanța traductorului depinde de amplitudinea și frecvența curentului de excitație furnizat de adaptor. Frecvența trebuie să fie bine stabilizată, în special la variații de temperatură. Pentru compensarea acestora se folosesc rezistențe de compensare, limitînd eroarea de temperatură la 0,05%. Totuși, pe ansamblul traductorului nu se poate obține o precizie mai mare de 1%.

O altă soluție de utilizare a elementului sensibil magnetostrictiv constă în preluarea de la adaptor a variației inducției remanente. Schema de principiu a traductorului se prezintă în figura 10.40.

Miezul magnetic al elementului sensibil este adus la saturație și se află în situație normală (nesupus la efort) la inducția remanentă B_{r0}. Sub acțiunea efortului σ, B_{r0} se modifică (de exemplu, crește la permalloy) la valoarea B_r, astfel că : $B_r - B_{r0} = c_B\sigma$ (c_B — constantă de material) și provoacă o variație de tensiune indusă în bobină :

$$e = nc\frac{\mathrm{d}B_r}{\mathrm{d}t}$$

unde n este numărul de spire și c — constantă de material.

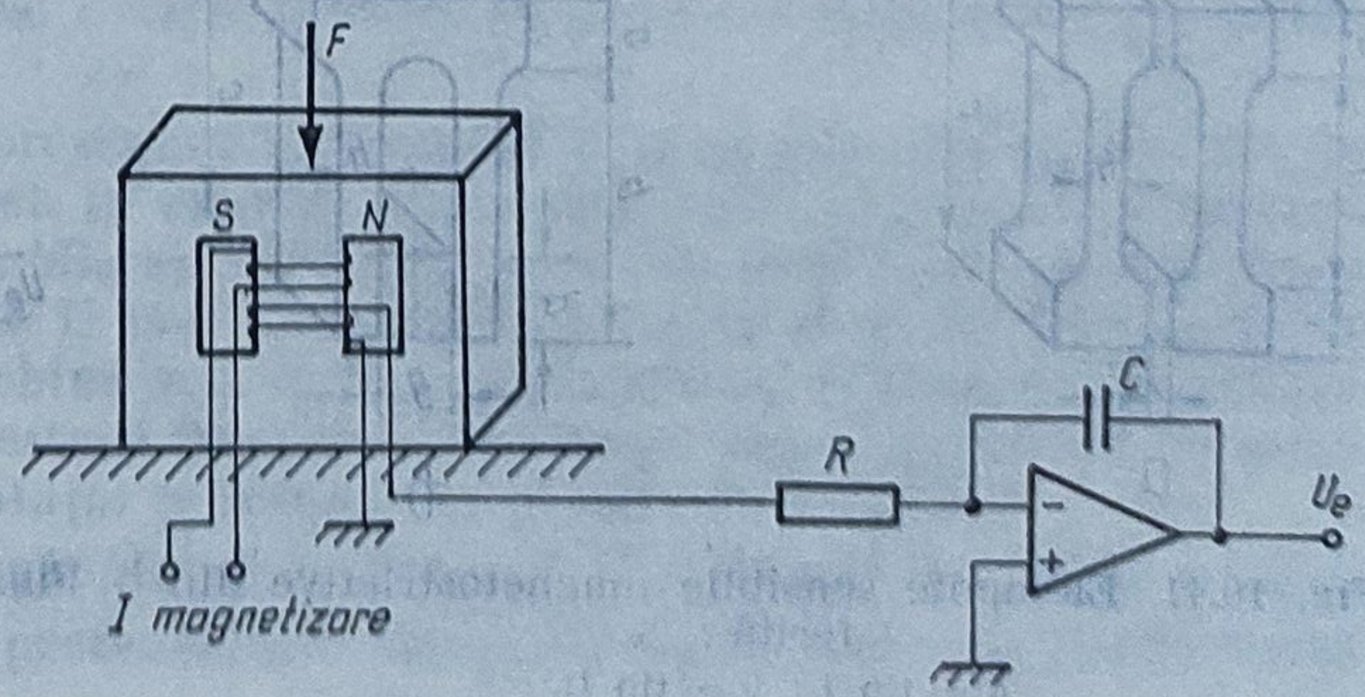


Fig. 10.40. Traductor magnetostrictiv cu variația inducției remanente.

Adaptorul conține un integrator (amplificator operațional cu reacție capacitivă) astfel încît la ieșire se obține un semnal în tensiune :

$$U_e = \frac{1}{RC}\int_{Br_0}^{Br} e\,dt = \frac{1}{RC}\,ncc_B\sigma$$

Deoarece condensatorul tinde să se descarce, traductorul se utilizează la măsurarea forțelor dinamice.

În cazul în care se dorește măsurarea unor forțe dinamice de frecvență ridicată (de ordinul zecilor de kHz), se recomandă utilizarea elementelor sensibile magnetostrictive cu ferită. Astfel, în R.S.R. se produc mai multe tipuri de elemente sensibile pentru frecvențele de 20, 50 și 100 kHz, avînd forma din figura 10.41 și dimensiunile de gabarit precizate în tabelul 10.2.

Tabelul 10.2

Frecvența nominală de rezonanță (kHz)	Tip	Dimensiuni (mm)								Greutate (gf)
		a	*b*	*c*	*d*	*e*	*f*	*g*	*h*	
20	I 20	24	61	98	24	95	25	4	13	560
50	2I 50	10	20	42	10	40	20	3	10	130
100	100	5	20	25	10	20	10	6	5	20

Un traductor magnetostrictiv particular este traductorul „magnetoelastic", Acesta utilizează un element sensibil de tip coloană (fig. 10.42) confecționat din tole de fier moale perforate în 4 locuri. Prin cele 4 găuri trec 2 bobine (de o singură spiră), care se întretaie în unghi drept, constituind primarul (*P*), respectiv secundarul (*S*) unui transformator. Variațiile de permeabilitate datorate variațiilor de efort modifică cuplajul între cele două bobine (cuplajul este nul în absența efortului). Permeabilitatea scade pe direcția de aplicare a forței de compresie, fluxul crește în plan transversal și prin aceasta crește tensiunea indusă în secundar. Efectul este invers la întindere.

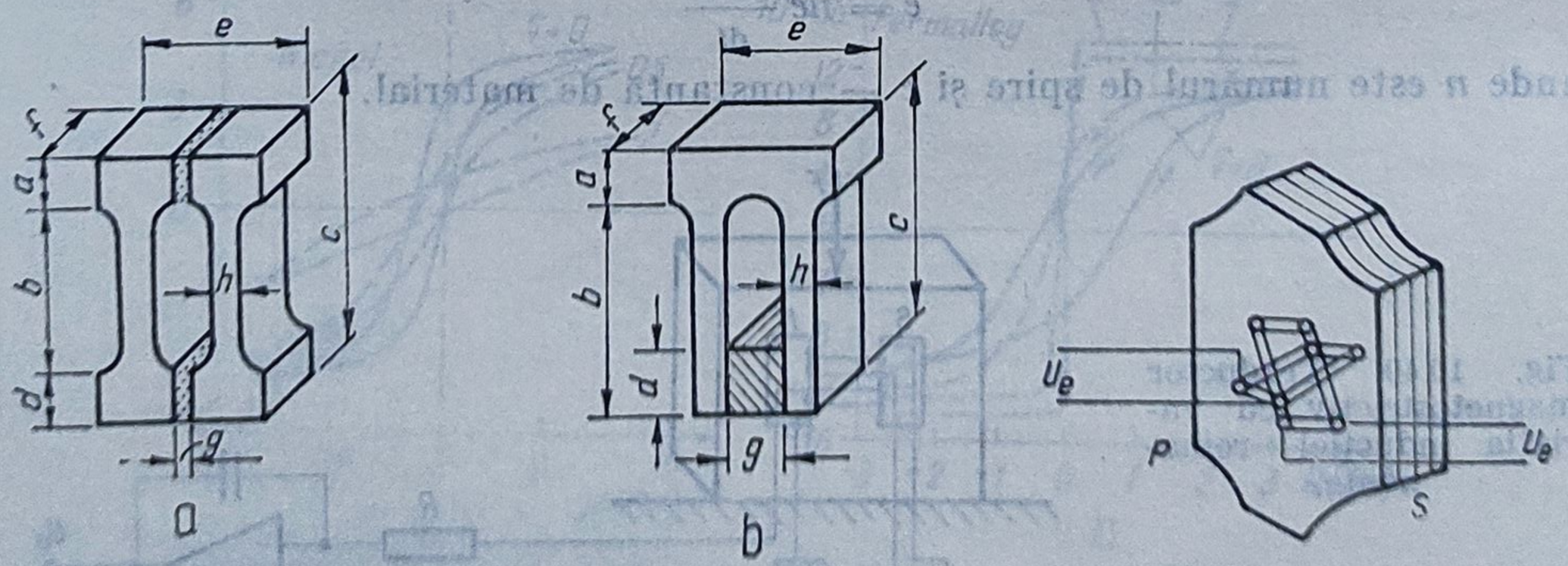


Fig. 10.41. Elemente sensibile magnetostrictive din ferită :
a — tip I ; *b* — tip II.

Fig. 10.42. Traductor magnetoelastic.

10.4.2. Traductoare de forţă piezoelectrice

Utilizarea elementelor sensibile piezoelectrice (descrise în detaliu în cap. 9) se justifică în primul rînd pentru măsurarea forţelor dinamice, deşi prin utilizarea de amplificatoare de sarcină electrică adecvate se pot măsura şi forţe cvasistatice. În practică, cu astfel de traductoare se pot converti forţe cu perioada de fluctuaţie de 0,1 ms.

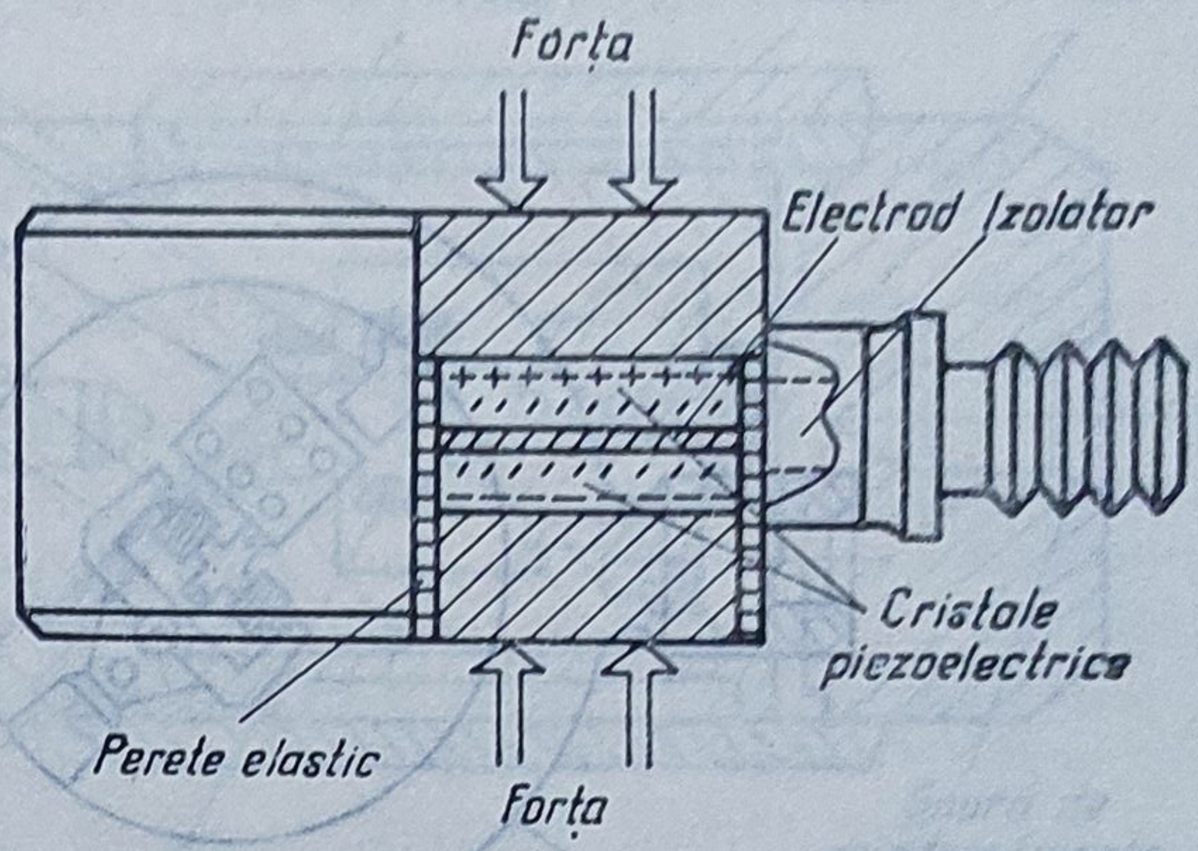


Fig. 10.43. Traductor de forţă piezoelectric.

Unităţile elastice ce preiau efortul sînt de cele mai multe ori de tip coloană, avînd încastrat în centru elementul sensibil (cristalul piezoelectric), aşa cum se poate vedea în schema de principiu din figura 10.43.

Un traductor de forţă piezoelectric răspunde numai la forţe de compresie. Totuşi, el poate fi precomprimat astfel încît forţa dinamică aplicată să acţioneze în raport cu un nivel static, faţă de care apar alternativ diminuări şi intensificări, astfel că se pot determina eforturi fluctuante de întindere şi de compresie.

Traductoarele piezoelectrice, deşi nu necesită o tensiune de excitaţie, fiind de tip generator, trebuie prevăzute cu adaptoare cu impedanţă de intrare foarte mare (peste 100 MΩ), deoarece au impedanţa de ieşire a elementului sensibil foarte mare.

10.4.3. Traductoare inductive de forţă şi cuplu

Traductoarele de efort cu elemente sensibile inductive detectează forţa prin deformări elastice care provoacă deplasări sesizabile cu traductoarele specifice deplasărilor liniare mici sau unghiulare prezentate în detaliu în cap. 7. Specific pentru măsurarea efortului rămîne alegerea elementului elastic asupra căruia acţionează acesta : inel, diafragmă, coloană, etc.

În figura 10.44 este prezentat un element sensibil inductiv cu unitate de preluare a forţei de tip inel, în montaj diferenţial, astfel că permite utilizarea unui adaptor de tip punte. Mişcarea relativă între cele două braţe ale armăturii feromagnetice în formă de U face ca la aplicarea unui efort de compresie să crească reluctanţa unei bobine prin apropierea braţului, în timp ce reluctanţa cealaltă scade datorită creşterii întrefierului. Puntea este completată cu două rezistenţe, alcătuind montajul prezentat în detaliu în § 7.2.1.

Pe un principiu asemănător funcţionează traductorul de cuplu a cărui schemă de principiu este prezentată în figura 10.45. Se constată posibilitatea

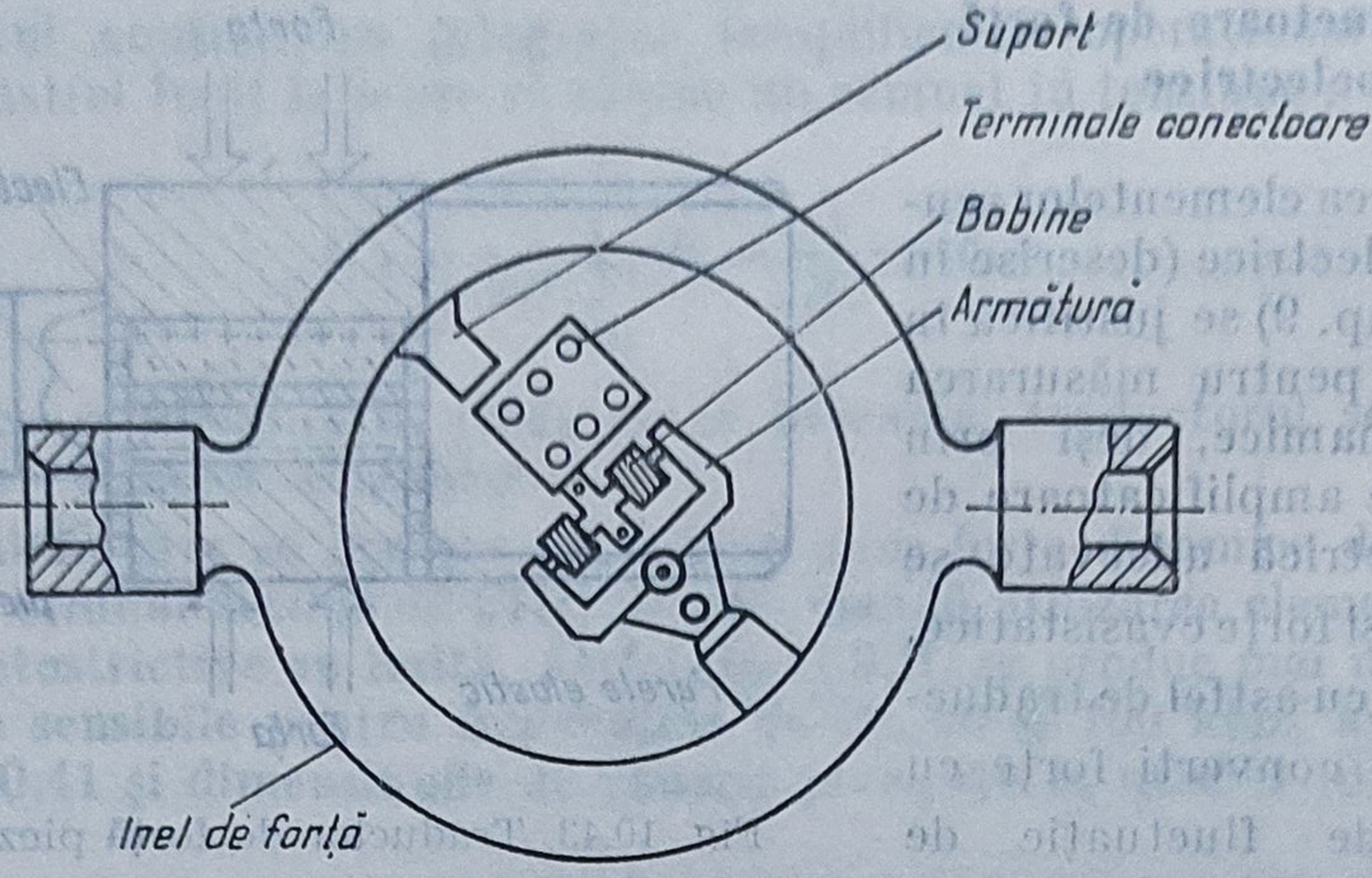


Fig. 10.44. Traductor de forță inductiv.

de obținere a unei scheme de măsurare tip punte cu 4 brațe active. Axul de măsurare are două discuri, prevăzute cu două miezuri feromagnetice și două bobine, astfel încît miezurile fixate pe un disc pătrund în bobinele fixate pe celălalt disc și reciproc. Un sistem adecvat de inele colectoare permite alimentarea punții și culegerea semnalului util. Pentru a evita însă erorile datorite contactelor alunecătoare, se poate folosi un sistem de cuplare magnetică, a cărui schemă de principiu este prezentată în figura 10.46.

Acest sistem de cuplare constă din două transformatoare, cu o parte fixă și alta rotativă. Factorul de cuplaj este influențat de faptul că fluxul generat de U_1 nu este transferat integral în bobina interioară (U_2). Pentru minimizarea fluxului de scăpări, se impune un aranjament perfect simetric și o axă de rotație precis centrată [9].

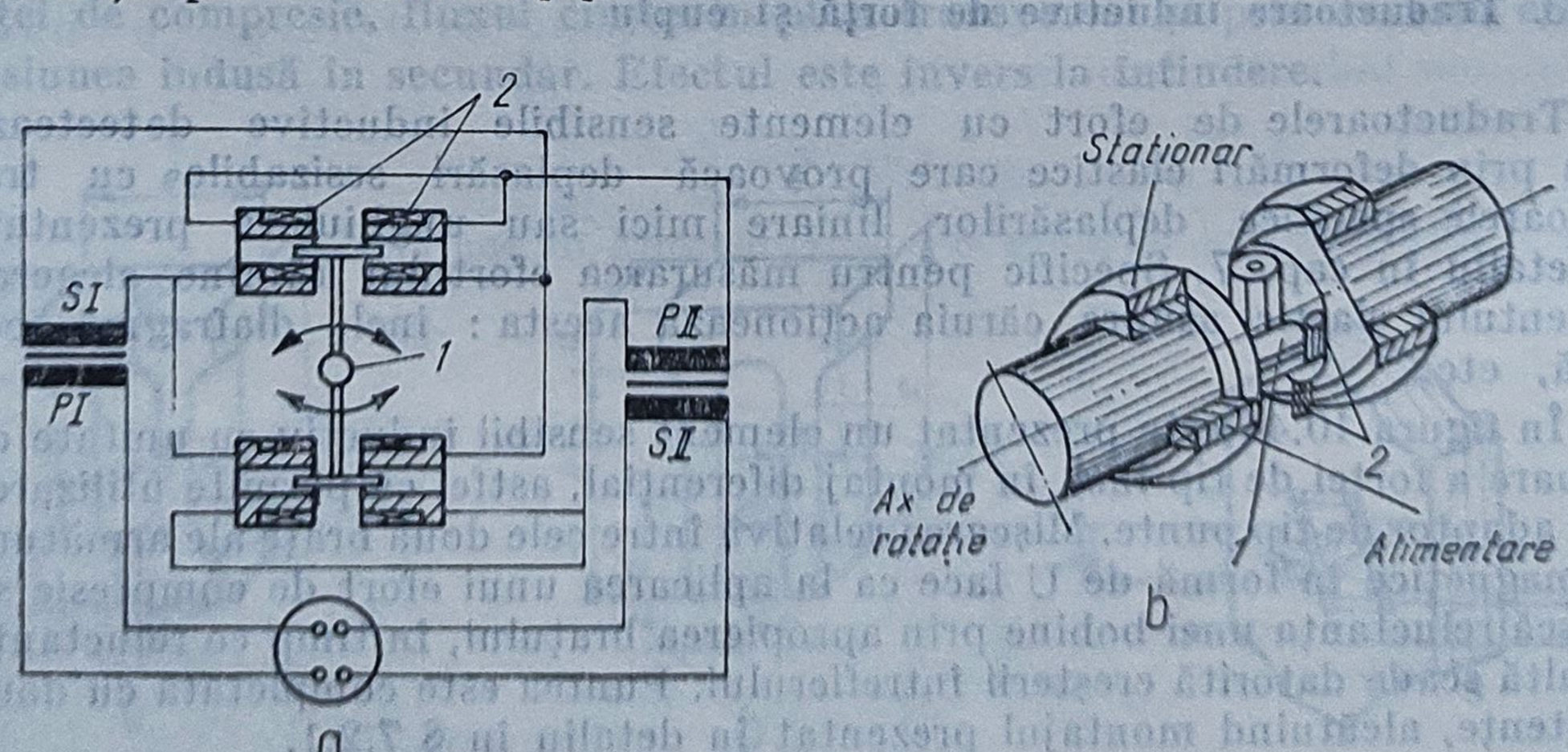


Fig. 10.45. Traductor de cuplu inductiv :
a — schemă electrică ; *b* — schemă constructivă.

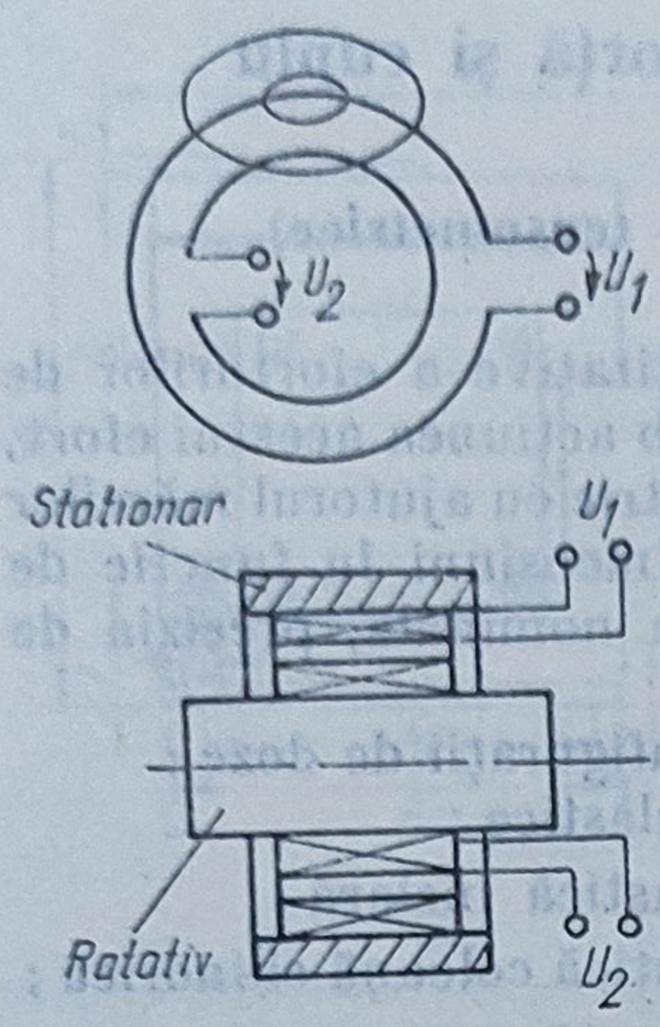


Fig. 10.46. Sistem de cuplare fără contact.

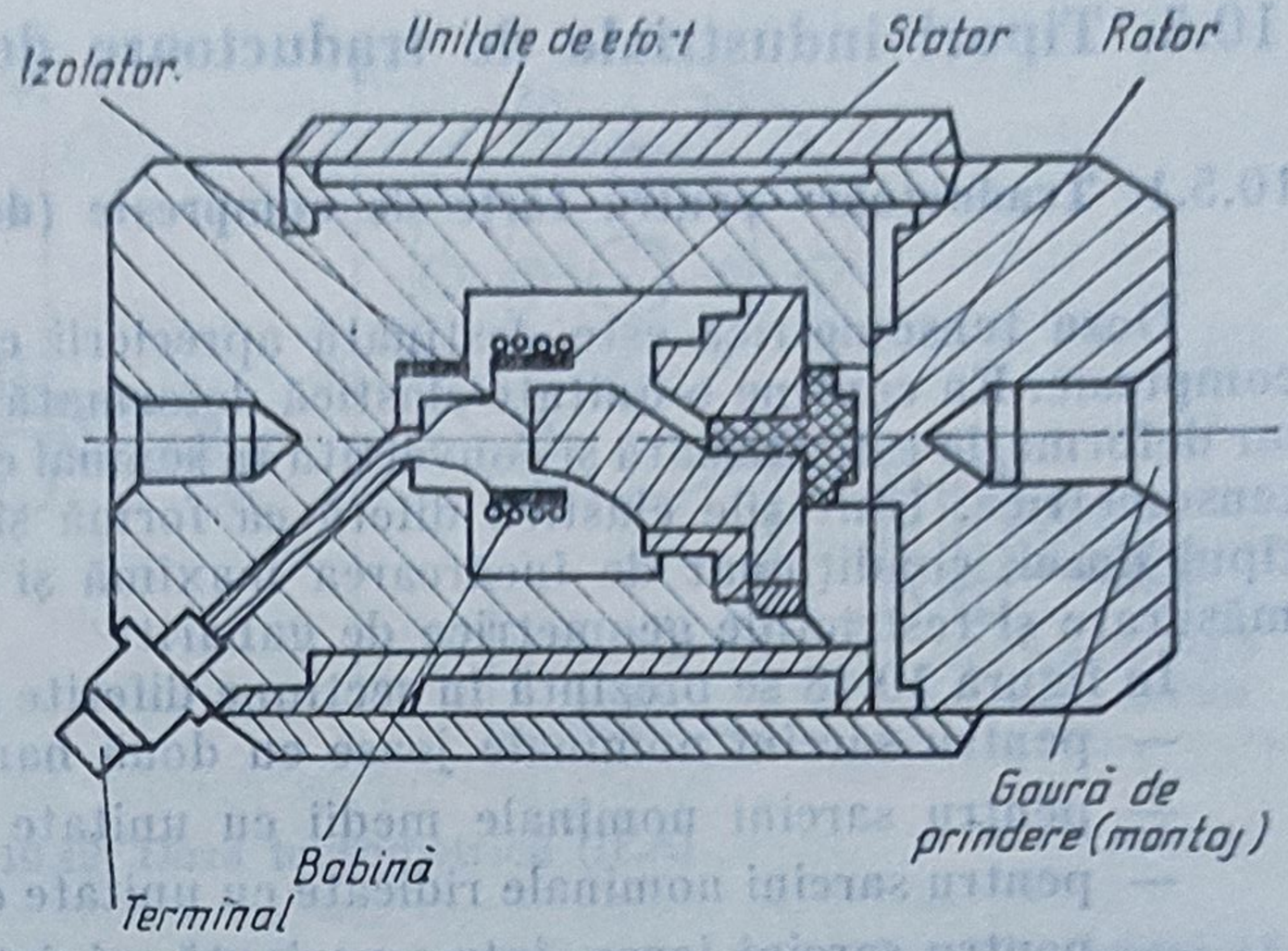


Fig. 10.47. Traductor de forță capacitiv.

10.4.4. Traductoare de forță capacitive

Ținînd seama de caracteristicile traductoarelor capacitive de deplasare (circuite de adaptare mai pretențioase decît la cele rezistive sau inductive), se recomandă utilizarea lor doar în acele aplicații la care forța dinamică variază într-o bandă largă de frecvență, sau în condiții speciale de mediu: presiune joasă, temperatură înaltă. Un exemplu de traductor capacitiv pentru forțe, lucrînd în domeniul frecvențelor radio, este prezentat în figura 10.47.

Elementul capacitiv, de tip „cu modificarea distanței dintre armături" (vezi § 7.2.2) este conectat în paralel cu „bobina stator", formînd un circuit oscilant. La capătul bobinei este montat un electrod capacitiv (rotor) care constituie partea terminală a cilindrului ce reprezintă unitatea de efort, terminată cu o bază ce constituie al doilea electrod.

10.4.5. Traductoare de cuplu cu discuri incrementale

O serie de traductoare de cuplu utilizează ca element sensibil discuri codate de tip numeric incremental. Se folosesc două discuri: unul, solidar cu axul supus torsiunii, se deplasează în raport cu al doilea disc — de referință, fix — astfel încît defazajul dintre cele două discuri este proporțional cu cuplul aplicat axului.

În cazul folosirii discurilor optice (§ 7.3.4), variația de cuplu este proporțională cu variația fluxului luminos captat de un receptor plasat în spatele discului de referință, în timp ce sursa luminoasă este plasată înaintea discului mobil. O altă posibilitate de obținere a defazajului constă în utilizarea unui inductosin circular, discul mobil fiind pe post de rotor, iar cel de referință — pe post de stator (§ 7.3.3).

10.5. Tipuri industriale de traductoare de forță și cuplu

10.5.1. Traductoare pentru forțe de compresie (doze tensometrice)

Doza tensometrică este destinată aprecierii cantitative a eforturilor de compresie. Ea conține o unitate elastică deformată sub acțiunea acestui efort, iar deformația este sesizată și convertită în semnal electric cu ajutorul mărcilor tensometrice. Unitățile elastice diferă ca formă și dimensiuni în funcție de tipul dozei, condiționat de încărcarea maximă și cea nominală, precizia de măsurare și restricțiile geometrice de gabarit.

În figura 10.48 se prezintă în secțiune diferite configurații de doze :

— pentru sarcini nominale joase cu două bare elastice ;
— pentru sarcini nominale medii cu unitate elastică inelară ;
— pentru sarcini nominale ridicate cu unitate elastică coloană cilindrică ;
— pentru sarcini joase, într-o variantă miniaturizată ;
— cu unitate elastică de tip diafragmă ;
— cu corp elastic inelar supus la efort de forfecare.

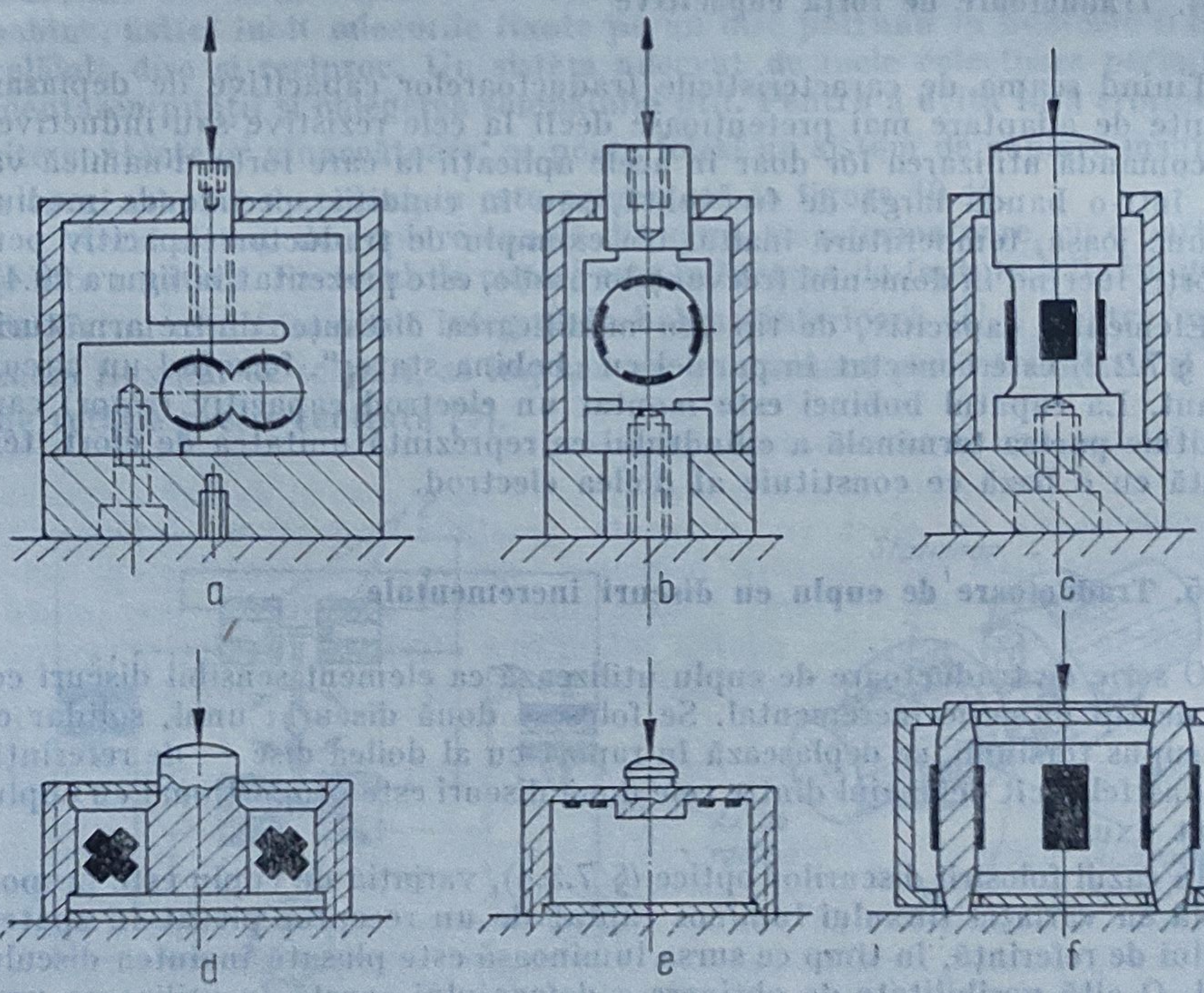


Fig. 10.48. Configurații de doze tensometrice :
a — cu bare ; *b* — cu inel ; *c* — cu coloană ; *d* — miniatură ; *e* — cu diafragmă ; *f* — cu inel supus la forfecare.

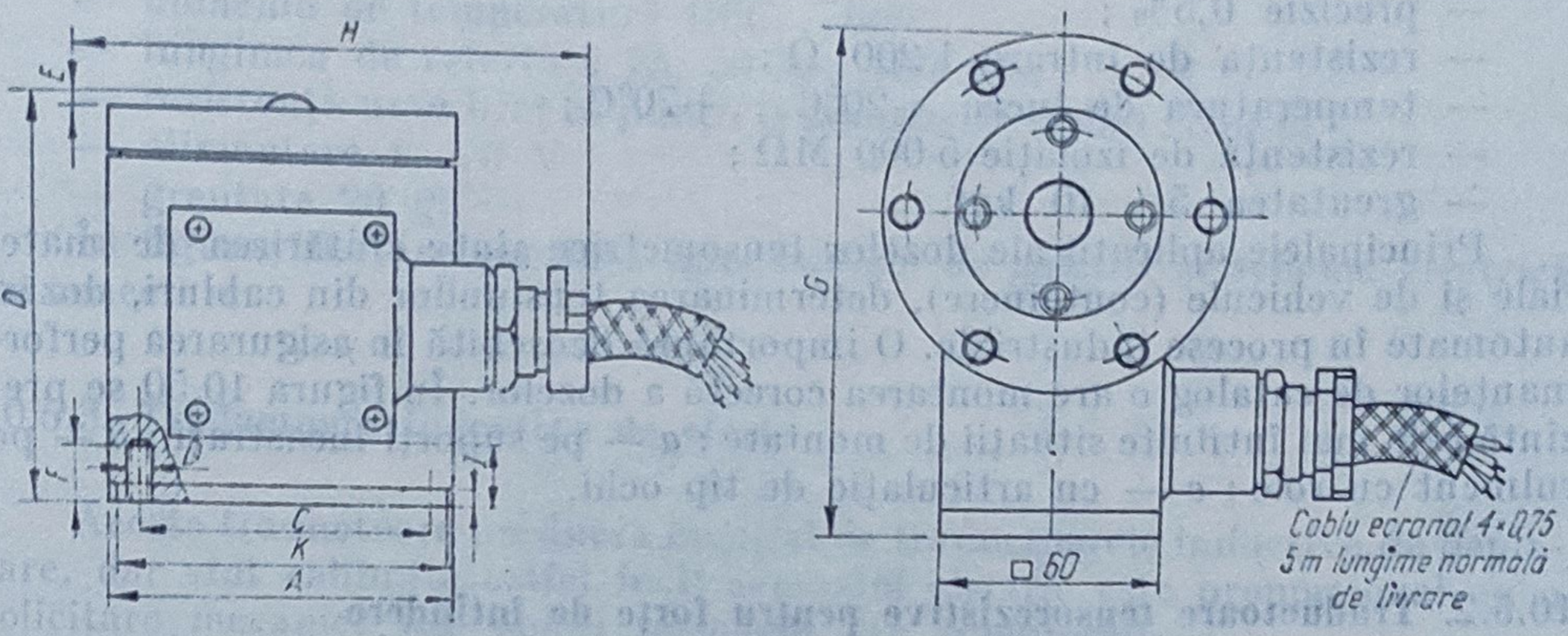


Fig. 10.49. Doză tensometrică (IEA).

Domeniul de măsurare acoperit este foarte larg, de la 5 gf la 1 000 tf, bineînțeles în funcție de dimensiunile constructive.

În figura 10.49 se prezintă schema de principiu pentru o doză tensometrică din familia DC 35 k. . . DC 5T, realizată de IEA București și avînd următoarele caracteristici principale [7] :

— sarcină nominală F_N (daN) 35, 40, 50, 100, 200, 500, 1 000, 2 000, 5 000 ;
— suprasarcină maximă +50% din F_N ;
— tensiune de ieșire la F_N 1,5 mV/V ;
— U alimentare maxim 16 V c.c, sau 12 V c.a ;

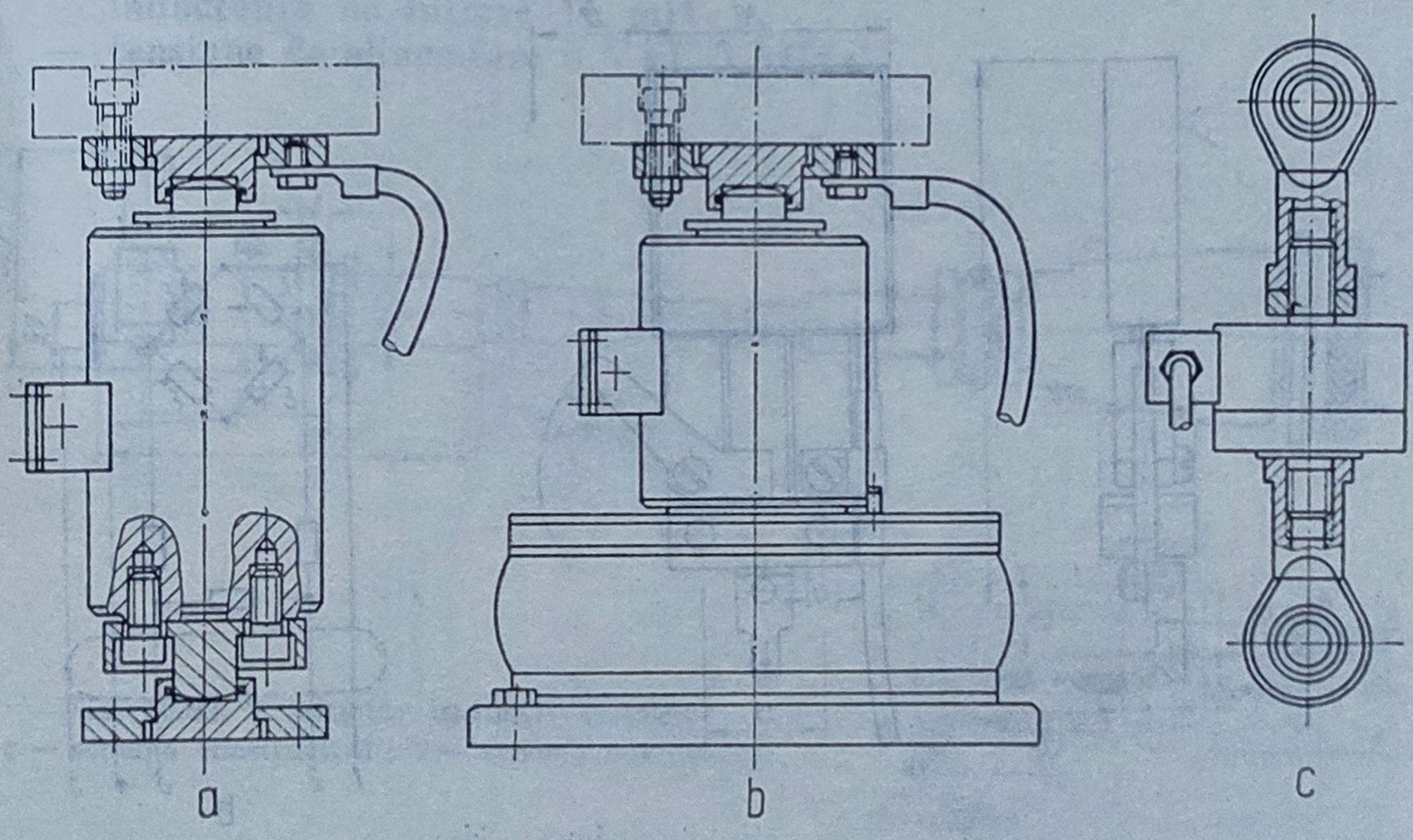


Fig. 10.50. Montarea dozelor :
a — încastrat ; *b* — pe rulment ; *c* — articulație.

— precizie 0,5% ;
— rezistența de intrare 1 200 Ω ;
— temperatura de lucru —20°C...+70°C ;
— rezistența de izolație 5 000 MΩ ;
— greutatea 5...10 kgf.

Principalele aplicații ale dozelor tensometrice sînt : cîntărirea de materiale și de vehicule (containere), determinarea tensiunilor din cabluri, dozări automate în procese industriale. O importanță deosebită în asigurarea performanțelor de catalog o are montarea corectă a dozelor. În figura 10.50 se prezintă cele mai întîlnite situații de montare : *a* — pe suporți încastrați ; *b* — pe rulment cu role ; *c* — cu articulație de tip ochi.

10.5.2. Traductoare tensorezistive pentru forțe de întindere

Traductoarele de acest tip conțin elemente elastice prevăzute cu punți tensometrice de tipul celor descrise în § 10.2.3. Trebuie menționat faptul că în unele cazuri diferiți utilizatori își construiesc traductoarele dispunînd mărcile direct pe elementele structurilor mecanice supuse la efort, dar există o serie de firme care livrează configurații complete incluzînd și elementul mobil sensibil. Un traductor industrial de acest tip este DDI, produs de firma Hottinger Baldwin din RFG, care oferă următoarele performanțe [6] :

— deplasare nominală 2,5 mm
— eroare de neliniaritate maximă 0,05%
— sensibilitate 1 mV/V la 1 mm deplasare
— măsurări statice și dinamice pînă la 50 Hz

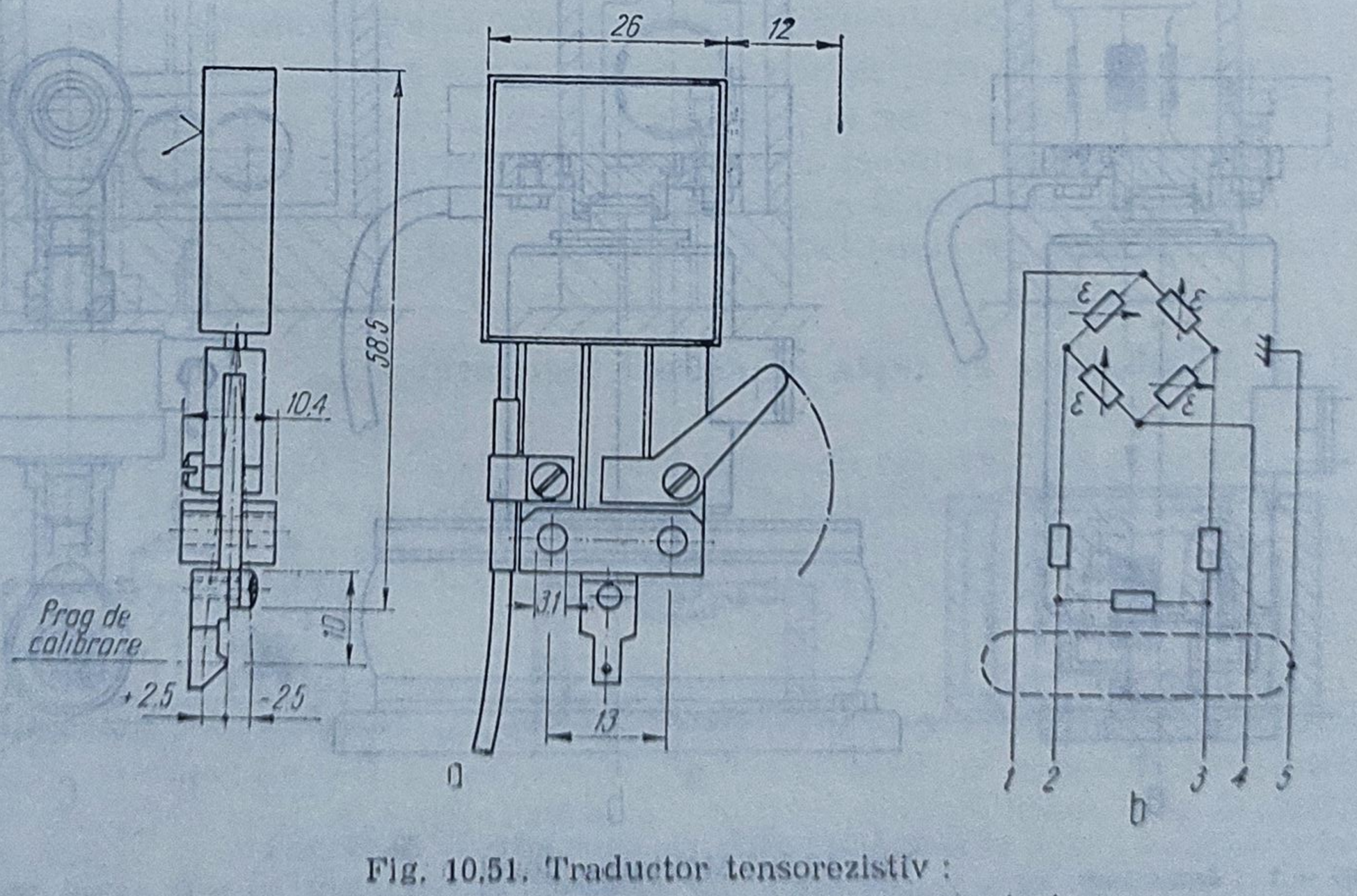


Fig. 10.51. Traductor tensorezistiv :
a — dimensiuni de gabarit ; *b* — schema de conexiuni.

— domeniu de temperatură 10°C...60°C
— lungimea de referință 25, 50 sau 100 mm
— rezistența unui braț al punții tensometrice (folie) : 350 Ω
— alimentare 1...6 V
— greutate 20 g

În figura 10.51 se prezintă dimensiunile de gabarit și schema electrică de conectare.

10.5.3. **Traductoare inductive de efort**

Aceste traductoare nu diferă esențial de traductoarele inductive de deplasare, dar sînt calibrate astfel încît semnalul electric este proporțional cu o solicitare mecanică (de obicei întindere sau compresie).

Un tip de traductor industrial este DI (Hottinger-Baldwin), caracterizat prin aceea că are trei elemente sensibile : două pe un cadru strîns de carcasă, cadrul putînd fi deplasat axial astfel încît să asigure o bază convenabilă de referință (lungime reglabilă în domeniul 15...20 mm), iar al treilea element sensibil este liber să se deplaseze pe o direcție fiind solidar cu un plonjor mobil acționat de efort. Prin deplasarea acestuia, se produce dezechilibrarea punții ce reprezintă schema de măsurare a adaptorului.

În figura 10.52 se prezintă schema constructivă (a) și funcțională a traductorului, avînd următoarele caracteristici principale [6] :

— clasă de precizie 1 ;
— eroare de neliniaritate maximă 1% ;
— eroare de temperatură maximă 1% ;
— rezistența de intrare (între bornele B și C) 50 Ω ;
— inductanță de intrare 11 mH ;
— tensiune de alimentare 6 V ef, 5 kHz ;

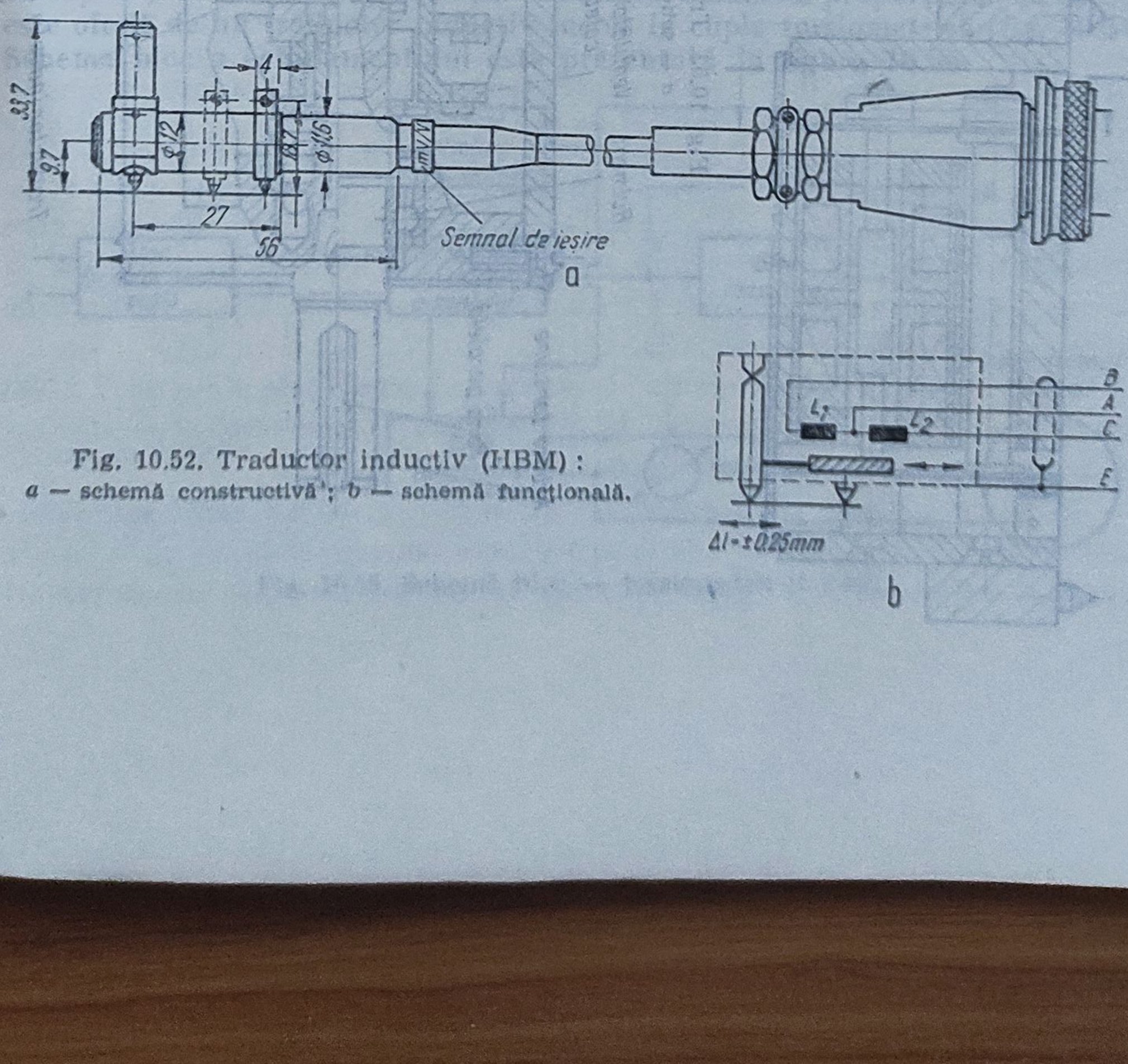


Fig. 10.52. Traductor inductiv (HBM) :
a — schemă constructivă ; *b* — schemă funcțională.

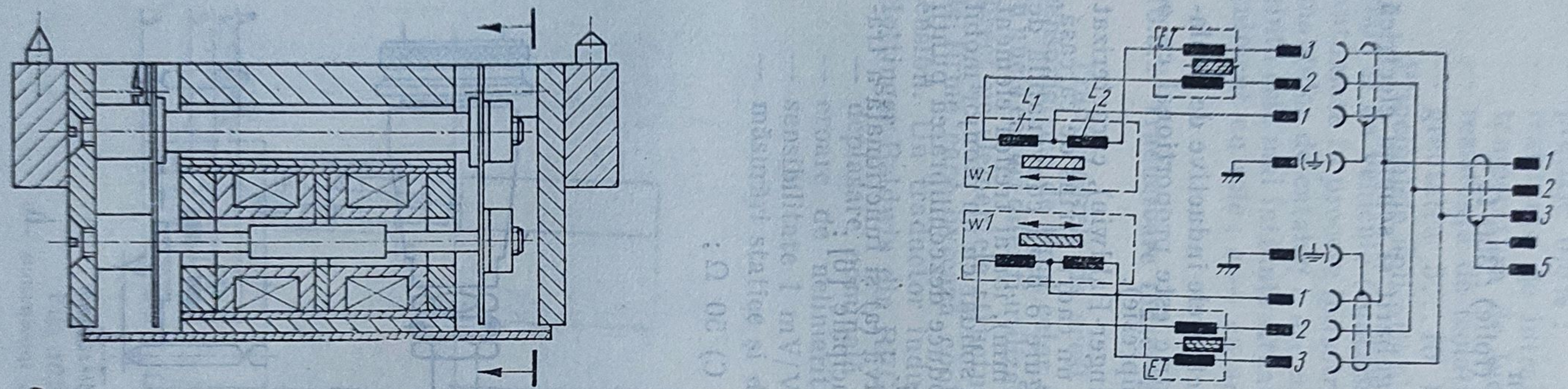


Fig. 10.53. Traductoare de efort în montaj diferențial :
a — schemă constructivă ; *b* — schemă electrică.

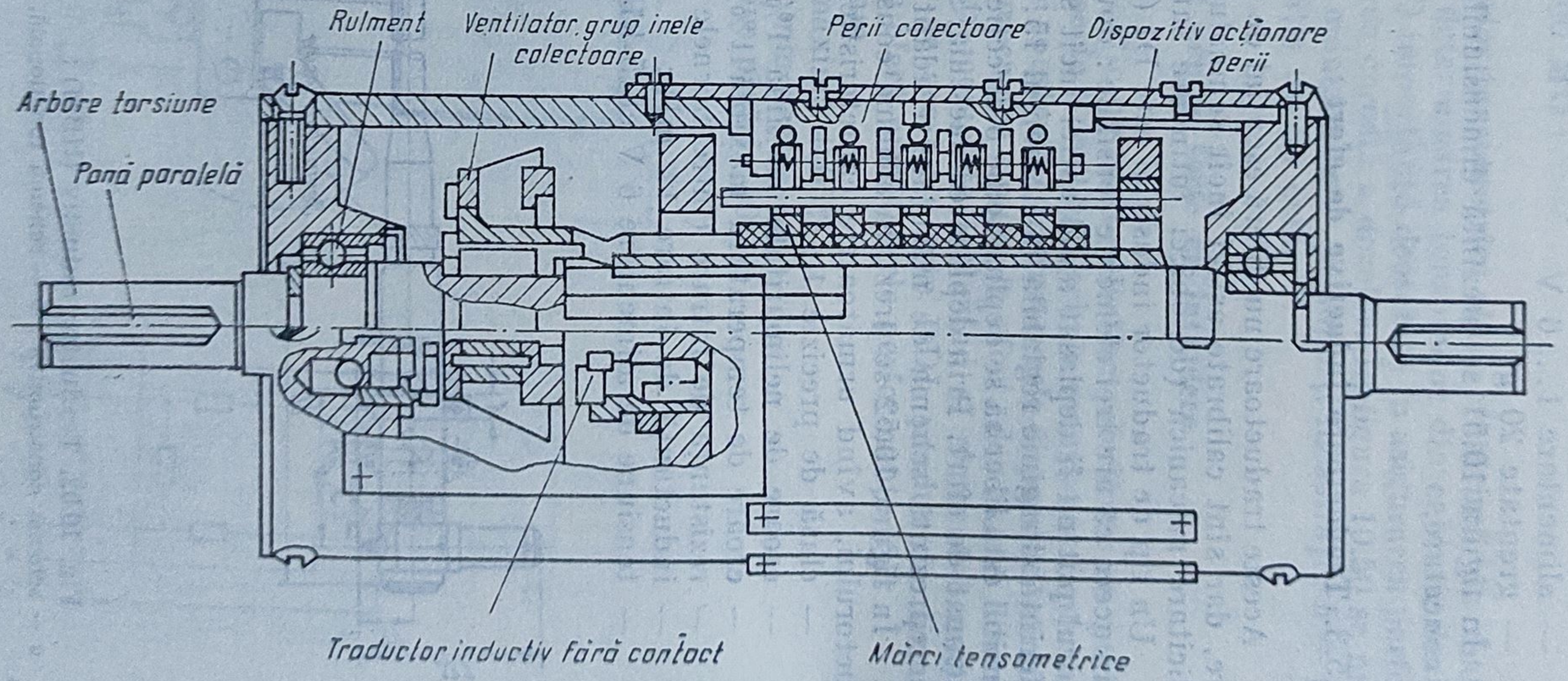


Fig. 10.54. Cuplă torsiometrică.

— domeniul de temperatură —20°C...+80°C;
— greutate 30 gf.

Un alt tip reprezentativ este D 32, care utilizează în montaj diferențial două traductoare identice montate la cele două capete ale obiectului supus solicitării. În acest fel se elimină erorile datorite momentelor de încovoiere. Detalii constructive și de conectare se prezintă în figura 10.53.

10.5.4. Traductoare de cuplu cu mărci tensometrice

Acestea sînt cele mai utilizate tipuri de traductoare industriale de cuplu. Varianta constructivă de bază utilizează ca element sensibil o porțiune de arbore calibrat, cu proprietăți mecanice omogene, tratat termic și detensionat, element sensibil denumit cuplă torsiometrică. Pe cuplă se montează mărcile tensometrice ca în figura 10.12, permițînd realizarea unei punți tensometrice cu patru brațe active. Culegerea semnalelor se face prin intermediul unor inele colectoare.

În figura 10.54 se prezintă schema constructivă a cuplei torsiometrice proiectată de IPCTCM care urmează a fi produsă în serie la IAUC București. Traductorul este construit pentru mai multe game de moment de torsiune, de la 0,1 daNm la 1 kNm, avînd clasa de precizie 0,5 și o reproductibilitate de 0,2%. Traductorul se utilizează împreună cu echipamente din sistemul modular de aparatură tensometrică N 2 300 produs de IEMI București, care asigură atît alimentarea punții, cît și prelucrarea tensiunii de dezechilibru din punte, oferind un semnal fie utilizat de un dispozitiv de automatizare adecvat, fie afișat local. Două dintre aceste echipamente, considerate reprezentative, se prezintă în continuare.

Torsiometru electronic N 2402 [8]. Acest echipament permite măsurarea directă a cuplului prin preluarea semnalului oferit de cupla torsiometrică și indirectă a puterii mecanice pe baza produsului dintre semnalul proporțional cu cuplul și un semnal proporțional cu turația. Semnalul proporțional cu turația este oferit de un traductor inductiv inclus în cupla torsiometrică (fig. 10.54). Schema bloc a echipamentului este prezentată în figura 10.55.

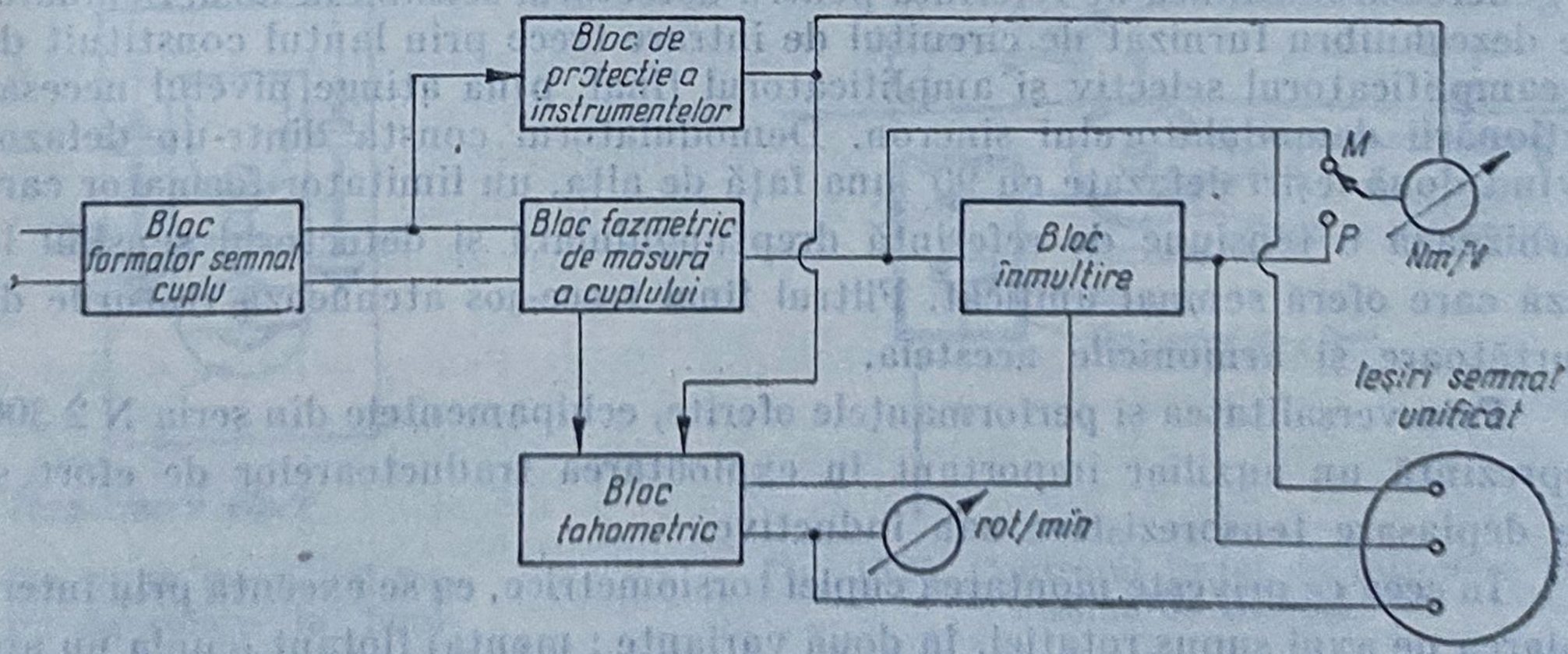


Fig. 10.55. Schemă bloc — torsiometru N 2 402.

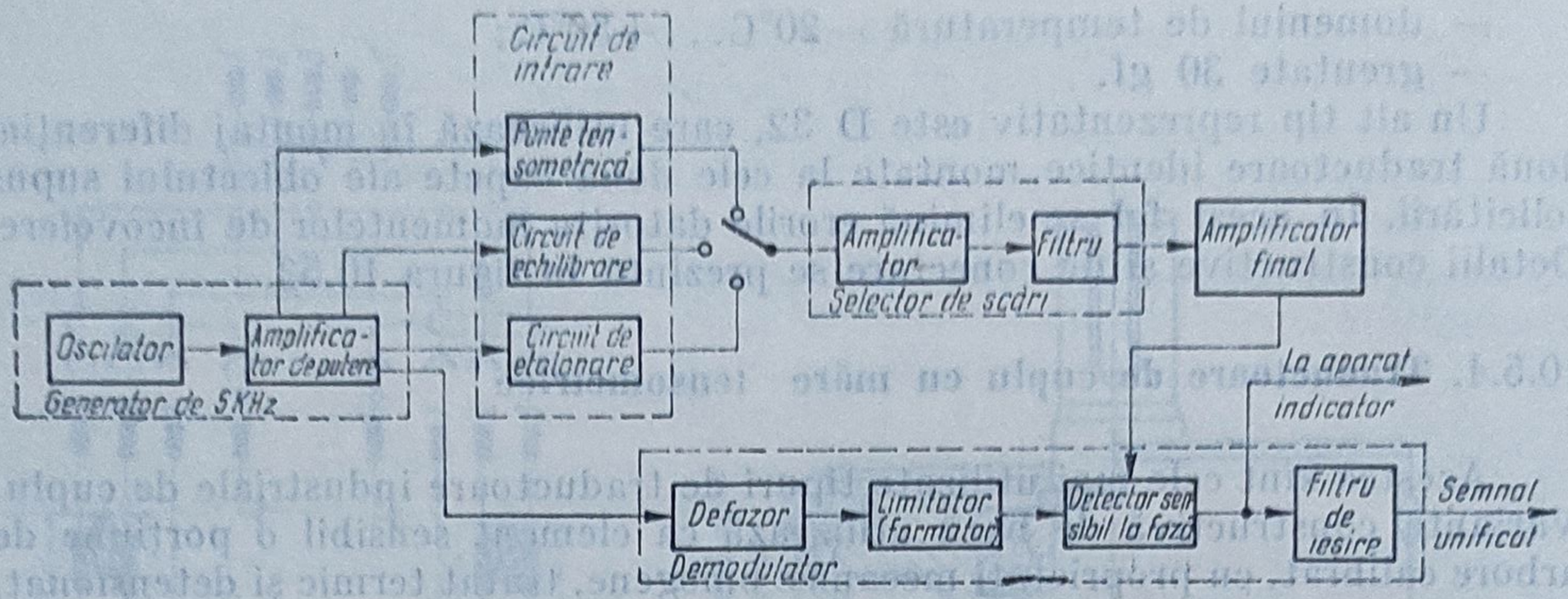


Fig. 10.56. Schemă bloc — tensometru N 2 314.

În funcție de cuplele utilizate, torsiometrul poate măsura cuplu în 7 game, de la 100 Nm la 10 000 Nm, turații în 3 game, de la 100 rot/min la 600, 2 000 și respectiv 6 000 rot/min și 3 game de puteri, pînă la 3 000 kW. Eroarea maximă la măsurarea cuplului este de 0,5%, iar la măsurarea puterii mecanice — de 1,5%.

Punte tensometrică N 2314 [8]. Acest echipament este cel mai perfecționat din seria N 2 300, și permite măsurarea de forțe, cupluri, deformații mecanice și deplasări prin intermediul elementelor sensibile de tip tensorezistiv (punți cu două sau patru brațe active) sau de tip inductiv (punte cu două brațe active). Ca principiu de funcționare, nu se deosebește esențial de tensometrele anterioare (N 2 301 cu un canal, N 2 302 cu 6 canale), dar oferă performanțe superioare, în special liniaritatea (0,02%). Modul de funcționare poate fi urmărit pe schema de principiu (simplificată) prezentată în figura 10.56.

Puntea tensometrică este alimentată de la un generator de semnal sinusoidal de 5 kHz, compus dintr-un oscilator pilot și un amplificator de putere. Acest generator alimentează totodată și circuitele de echilibrare și etalonare și generează tensiunea de referință pentru detectorul sensibil la fază. Semnalul de dezechilibru furnizat de circuitul de intrare trece prin lanțul constituit de preamplificatorul selectiv și amplificatorul final, pînă atinge nivelul necesar acționării demodulatorului sincron. Demodulatorul constă dintr-un defazor avînd două ieșiri defazate cu 90° una față de alta, un limitator-formator care furnizează o tensiune de referință dreptunghiulară și detectorul sensibil la fază care oferă semnal unificat. Filtrul final trece-jos atenuează resturile de purtătoare și armonicile acesteia.

Prin versalitatea și performanțele oferite, echipamentele din seria N 2 300 reprezintă un auxiliar important în exploatarea traductoarelor de efort și de deplasare tensorezistive sau inductive.

În ceea ce privește montarea cuplei torsiometrice, ea se execută prin intercalarea pe axul supus rotației, în două variante : montaj flotant (cupla nu are suport) sau fix (cupla are suport propriu). În ambele situații se impun măsuri

severe de asigurare a centrării, ceea ce presupune utilizarea unor cuplaje metalice flexibile. Un exemplu de montaj va fi prezentat în subcapitolul următor (fig. 10.63).

10.6. Aplicații industriale tipice ale traductoarelor de forță și cuplu [6]

În acest subcapitol se prezintă cazuri tipice de utilizare industrială a traductoarelor de efort, în care se regăsesc principalele tipuri de traductoare prezentate în subcapitolul anterior.

a) *Controlul forței de rulare la laminoare* (fig. 10.57). Forța de rulare în procesul de laminare trebuie să fie suficient de mare pentru a asigura dimensiunile finale ale semifabricatului, dar nu trebuie să depășească limita peste care apar iregularități de grosime între margini și mijloc. Traductoarele de forță se montează între coloanele de susținere și traversa superioară. Se poate utiliza un traductor de tipul celui din figura 10.52. Schimbarea lungimii de bază, datorită efortului în structură, este preluată de carcasa protectoare și apoi de traductor.

b) *Controlul forței de întindere la o mașină de trefilat* (fig. 10.58). Se consideră cazul tipic cînd sîrma este trasă pe o instalație cu 3 role, dintre care cea din mijloc recepționează forța laterală determinată de deviațiile de la linia de ghidare și este proporțională cu forța de întindere. Ca element elastic se folosește un resort plat, avînd și rol de susținere a rolei de ghidaj, pe lîngă cel de transmitere a deflecției către un traductor de deplasare (de exemplu de tipul celui din fig. 10.51).

c) *Controlul forței de întindere într-o bandă* (fig. 10.59). Menținerea constantă a forței de întindere a unei benzi de material rulate pe o linie automată

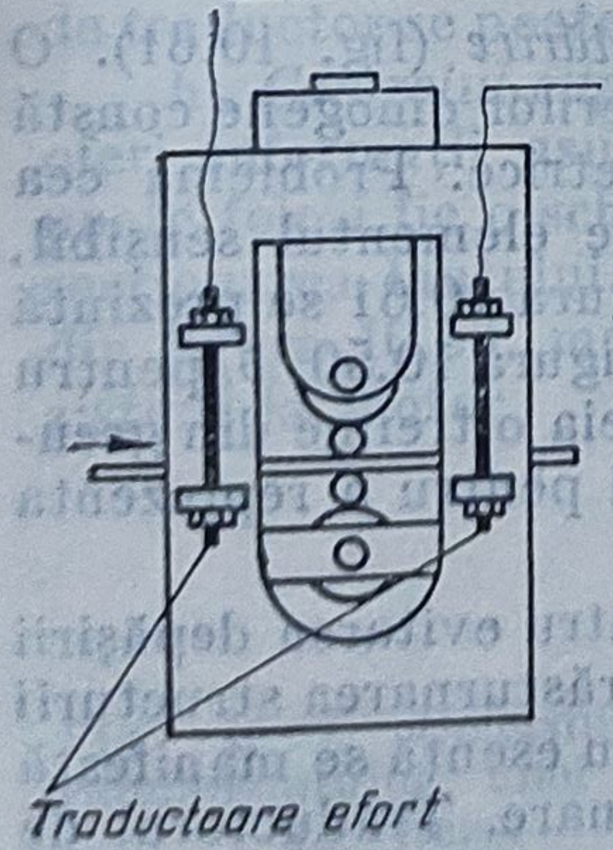


Fig. 10.57. Controlul forței de rulare la laminoare.

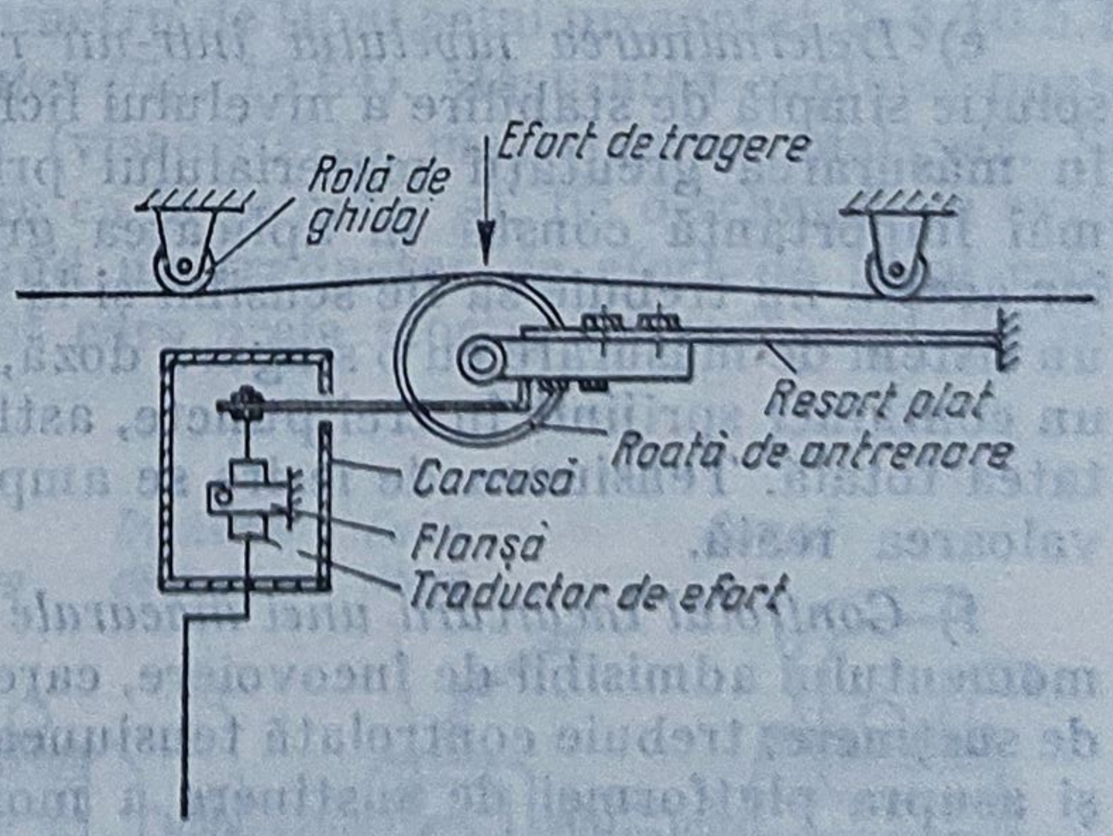


Fig. 10.58. Controlul forței de întindere la o mașină de trefilat.

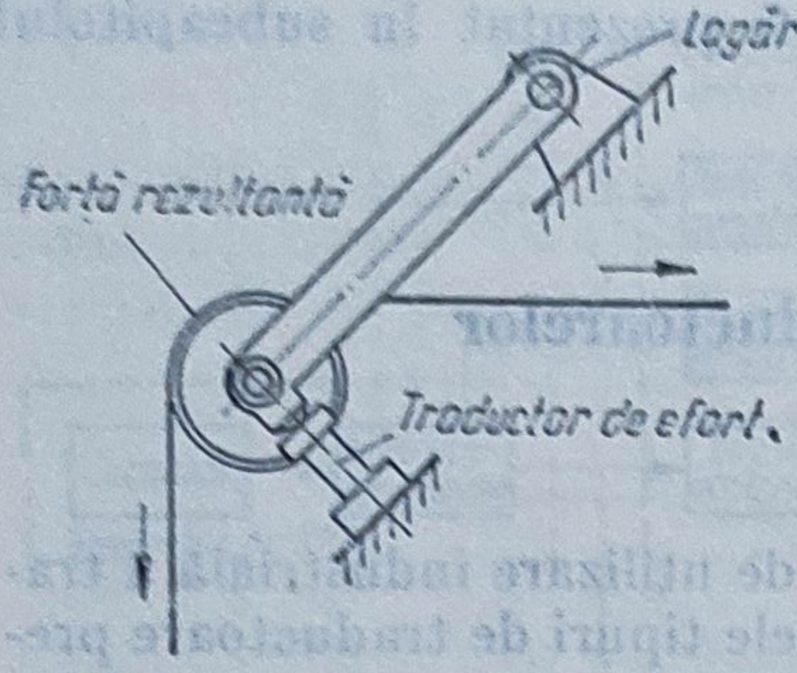


Fig. 10.59. Controlul forței de întindere într-o bandă.

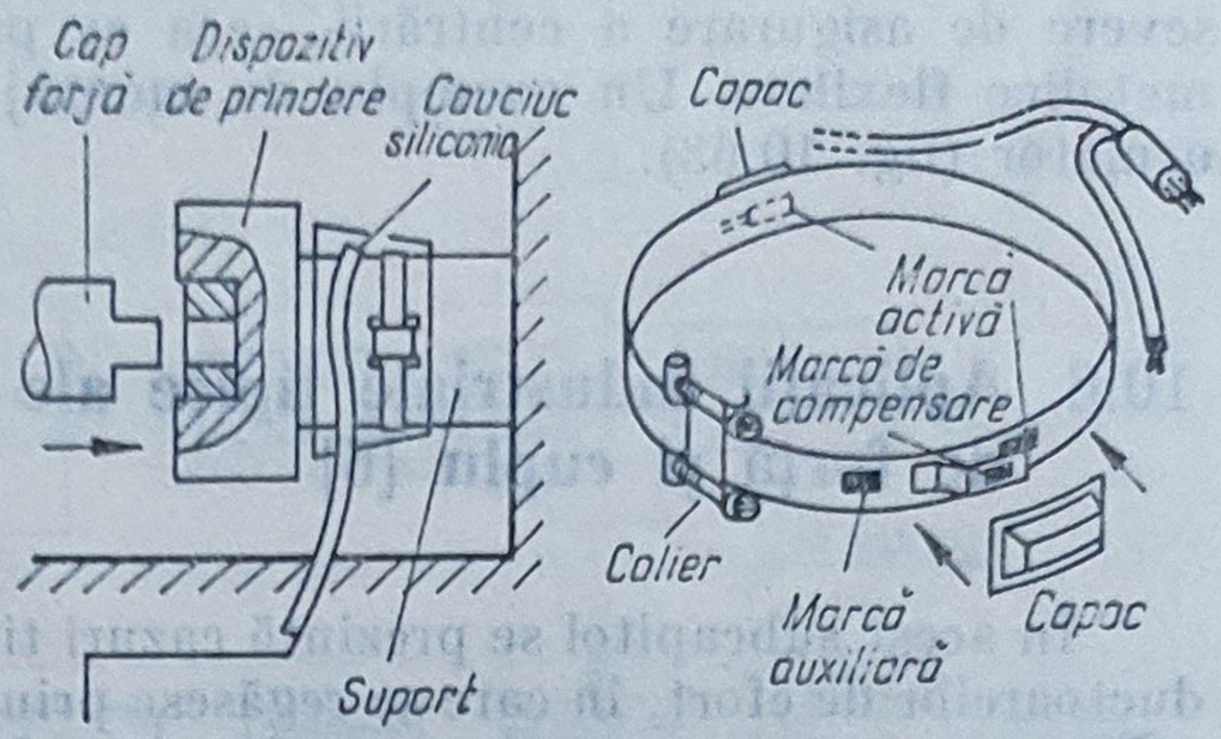


Fig. 10.60. Determinarea forței la o mașină de forjat.

de producție este hotărîtoare în multe procese de fabricație (hîrtie, mase plastice, folie metalizată, etc.). Pentru preluarea tensiunii, banda trebuie rulată pe o rolă care să-i cuprindă întreaga suprafață. Forța este preluată de cei doi rulmenți, care sînt susținuți de două traductoare de efort ce le servesc drept suport.

d) *Determinarea încărcării maxime la o mașină de forjat* (fig. 10.60). O mașină de forjat are două dispozitive principale: unul care asigură fixarea piesei de metal încins, celălalt care asigură lovitura de forjă. Forța de lovire trebuie controlată pentru a evita distrugerea capului. Amplasarea ideală a traductoarelor de efort este chiar pe dispozitivul de prindere. Se recomandă utilizarea elementelor sensibile de tip marcă tensometrică, dar se impun măsuri speciale de protecție, în primul rînd la umezeala produsă de vaporii de apă degajați în procesul de forjare la cald (la răcire cu apă) și la șocurile mari ce pot provoca deslipirea mărcii. După cum se vede în figura 10.60, se recomandă lipirea mărcilor pe un colier de oțel. Peste mărci se dispun capace protectoare, iar colierul se fixează pe dispozitivul de prindere într-o masă de cauciuc siliconic care atenuează șocurile.

e) *Determinarea nivelului într-un rezervor prin cîntărire* (fig. 10.61). O soluție simplă de stabilire a nivelului lichidelor sau pulberilor omogene constă în măsurarea greutății materialului prin doze tensometrice. Problema cea mai importantă constă în aplicarea greutății direct pe elementul sensibil, iar acesta nu trebuie să fie sensibil și la alte forțe. În figura 10.61 se prezintă un sistem de măsurare cu o singură doză, montată ca în figura 10.50, *b*, pentru un container sprijinit în trei puncte, astfel încît doza preia o treime din greutatea totală. Tensiunea de ieșire se amplifică de trei ori pentru a reprezenta valoarea reală.

f) *Controlul încărcării unei macarale* (fig. 10.62). Pentru evitarea depășirii momentului admisibil de încovoiere, care poate provoca răsturnarea structurii de susținere, trebuie controlată tensiunea în cablu, care în esență se manifestă și asupra platformei de susținere a motorului de acționare. Traductorul de efort este o doză tensometrică montată ca în figura 10.50, *c*, dispusă la unul din capetele platformei. Schema cuprinde și un dispozitiv de compensare a diferenței de efort provocată de înclinarea brațului macaralei, realizat cu un tra-

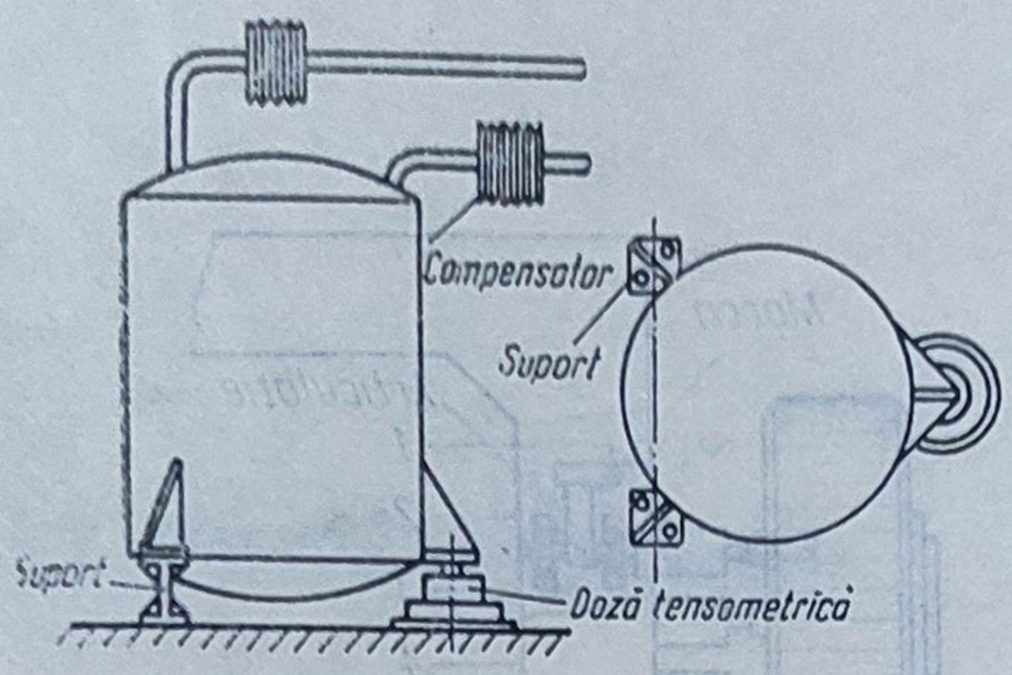


Fig. 10.61. Determinarea nivelului într-un rezervor prin cîntărire.

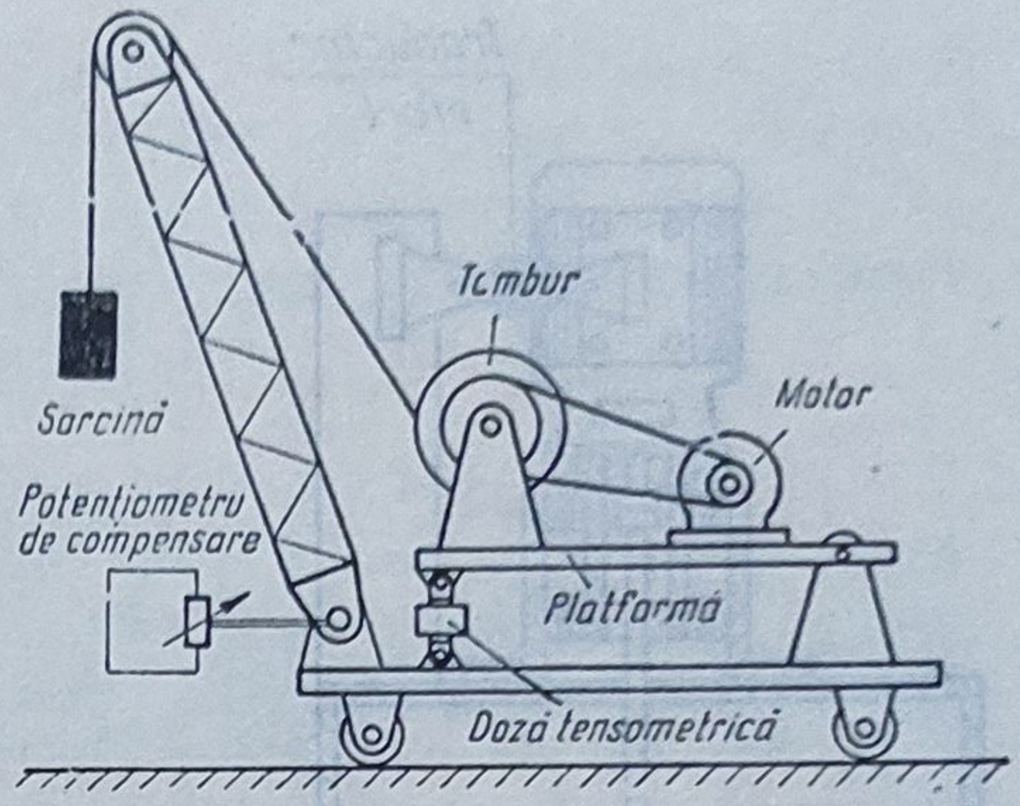


Fig. 10.62. Controlul încărcării unei macarale.

ductor rezistiv de poziție unghiulară, care asigură o dependență consinusoidală între rezistență și unghi, astfel încît furnizează un semnal corespunzător lungimii aparente a brațului.

g) *Determinarea randamentului unei cutii de viteze* (fig. 10.63). Randamentul unei cutii de viteze poate fi apreciat prin raportul dintre puterea mecanică determinată la partea axului cuplată la sarcină și puterea mecanică determinată la partea axului cuplată la elementul de acționare. Întrucît cele două puteri, în situații normale, au valori foarte apropiate, eficiența (și implicit randamentul) se poate aprecia prin diferența dintre cele două puteri. O instalație de măsurare se consideră corectă dacă poate aprecia un randament de 98% cu o eroare de cel mult 5%. Ținînd seama de erorile suplimentare (momente de încovoiere determinate de necoaxialitate, frecări în lagăre, etc.), traductorul utilizat trebuie să aibă clasă de precizie cel puțin 0,5. Sistemul de măsurare constă dintr-un traductor de cuplu (de tipul celui descris în fig. 10.54), cu un cuplu nominal corespunzător valorii maxime acceptate pentru cuplul activ. Ca element de preluare a semnalelor de cuplu și turație oferite de traductor se poate utiliza un torsiometru de tipul celui prezentat în § 10.5.4.

h) *Controlul cuplului la un agitator* (fig. 10.64). Măsurarea cuplului poate oferi informații asupra consistenței (viscozității) materialului malaxat. Se poate folosi fie o schemă de măsurăre ca la punctul g), fie o schemă ce evită secționarea lanțului cinematic folosind un traductor de efort de tipul celui din figura 10.53, montat pe un pivot care preia efortul datorat cuplului rezistent la motor.

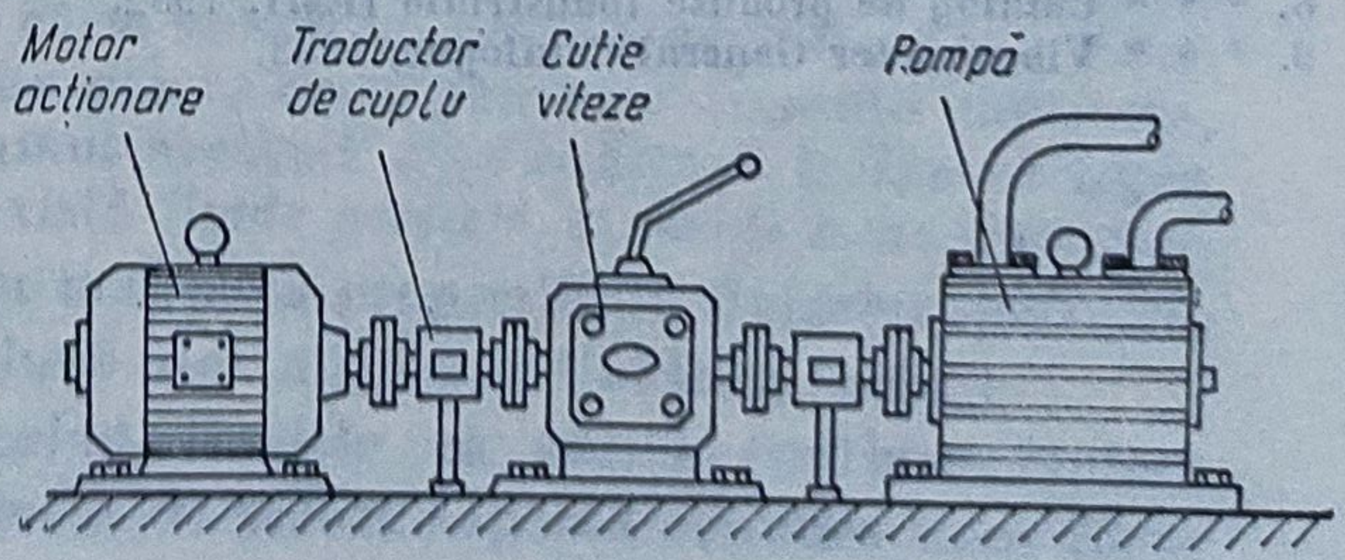


Fig. 10.63. Determinarea randamentului unei cutii de viteze.

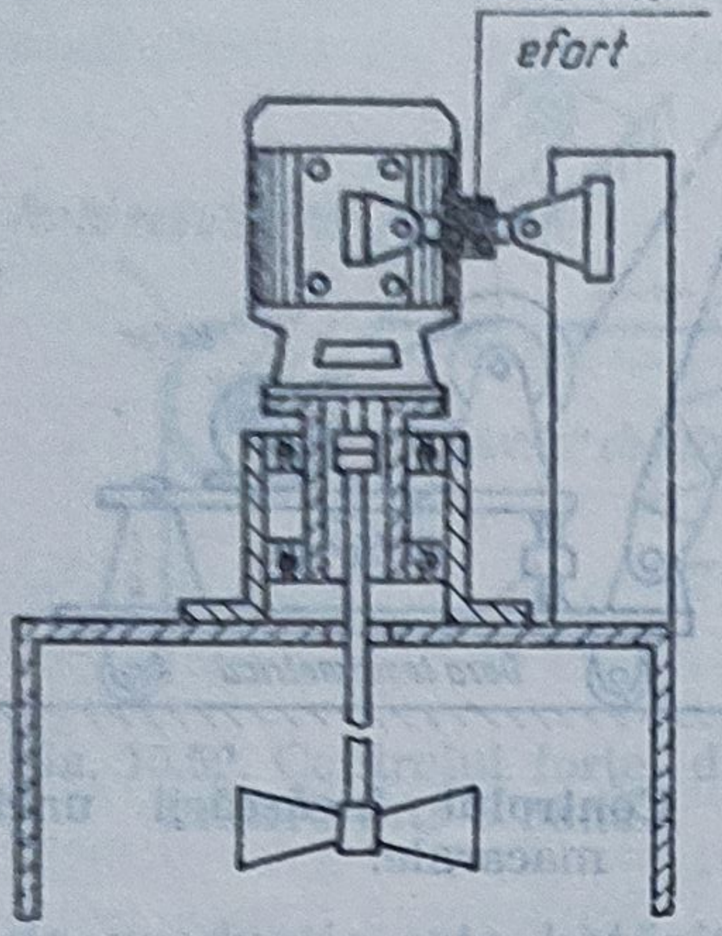


Fig. 10.64. Controlul cuplului la un agitator.

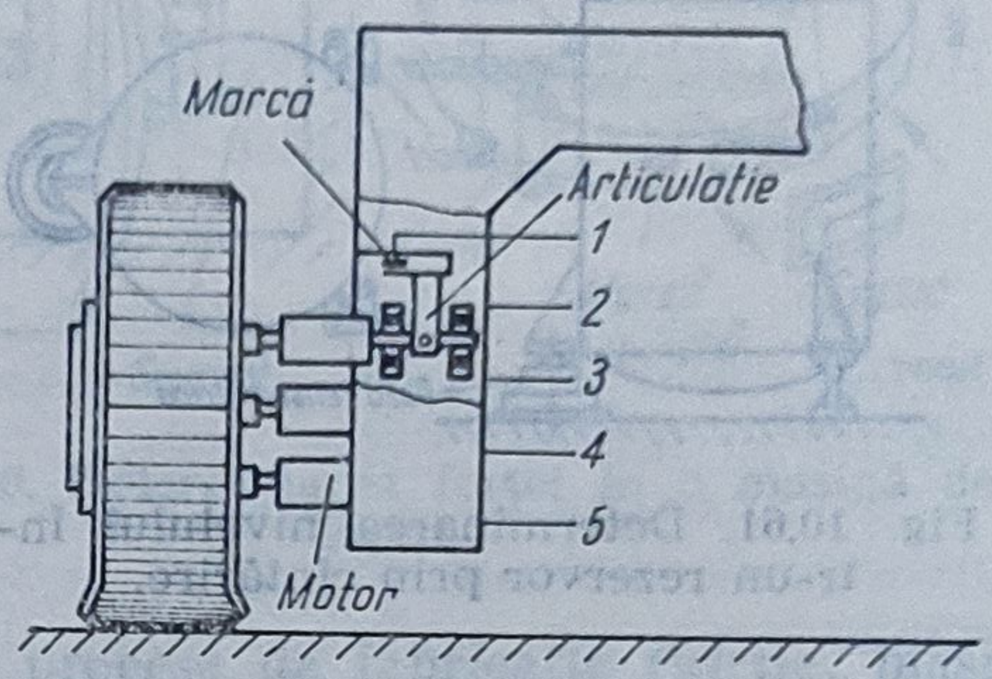


Fig. 10.65. Controlul cuplului la mașini de găurit.

i) *Controlul cuplului la mașini de găurit multibloc* (fig. 10.65). Este un exemplu tipic de control multipunct al cuplului, care presupune utilizarea unei punți tensometrice cu mai multe canale. Pentru prelucrarea on-line a informației, se impune multiplexarea datelor la ieșirea din punte, în vederea transmiterii către dispozitivul de automatizare într-un ritm dictat de viteza de desfășurare a procesului.

Bibliografie

1. *Buzdugan, Gh.* **Rezistența materialelor,** Editura Tehnică, 1980.
2. *Rohrbach, G.* **Handbuch für elektrisches Messen mechanischer Grössen,** VDI, Düsseldorf, 1967.
3. *Mills, D.* **Semiconductor and conventional strain gauge,** Academic Press, 1972.
4. *Neubert, H. K. P.* **Instrument transducers,** Clarendon Press, 1975.
5. *Holst, P. A.* **Resonant wire technology applied to process control instrument design,** Acta IMEKO VIII, S11, A-21, Moscova, 1980.
6. * * * **Messtechnische Briefe,** Hottinger-Baldwin, serie 1978—1984.
7. * * * **Catalog de produse industriale IEA,** 1983.
8. * * * **Catalog de produse industriale IEMI,** 1982.
9. * * * **Vibro-meter General Catalogue,** 1983.

Capitolul 11

Traductoare de presiune

11.1. Consideraţii generale

Traductoarele de presiune reprezintă una dintre categoriile de traductoare care cunosc o largă răspîndire în automatizările industriale, *presiunea* constituind un parametru de bază pentru numeroase procese tehnologice.

În multe ramuri industriale, ca de exemplu industria petrolului, chimiei, termoenergetică etc., reglarea presiunii este chiar determinantă pentru asigurarea desfăşurării corecte a întregului proces tehnologic.

Este de asemenea cunoscută importanţa şi eficienţa sistemelor de automatizare hidraulice şi pneumatice atît datorită faptului că pot dezvolta forţe de acţiune mari, cît şi prin aceea că pot fi utilizate în condiţii dificile (pericol de explozie, etc.). Acestea sînt numai cîteva exemple care subliniază importanţa deosebită a măsurării şi controlării presiunii în aplicaţiile industriale.

11.1.1. Mărimi fundamentale. Definiţii

Presiunea reprezintă o mărime esenţială pentru descrierea stării unui fluid.

Fluidele se caracterizează prin faptul că pot să curgă cu uşurinţă (straturile acestora alunecă uşor unele faţă de celelalte). Din categoria acestora fac parte lichidele şi gazele. Delimitarea lichidelor de gaze se poate face prin aceea că primele au o suprafaţă liberă care la echilibru este plană şi orizontală, pe cînd gazele nu au această suprafaţă ele ocupînd tot volumul incintei în care sînt introduse. O a doua deosebire este aceea că lichidele sînt practic incompresibile, pe cînd gazele sînt compresibile.

Legile generale ale fluidelor se studiază pentru *fluidele perfecte*; un lichid perfect este acela la care straturile se pot deplasa unul faţă de celălalt fără frecare (nu există viscozitate) şi al cărui volum nu poate fi modificat prin comprimare, iar un gaz perfect este un gaz la care, pentru o anumită cantitate, produsul dintre presiunea şi volumul acestuia este constant (respectă legea Boyle-Mariotte). În realitate nu există *fluide perfecte*, ci *fluide reale*, care respectă într-o măsură mai mare sau mai mică proprietăţile fluidelor perfecte.

Metodele de măsurare a presiunii sînt adaptate fluidelor reale.

Presiunea. Definiţie. Considerînd fluidele ca medii continue, într-o masă oarecare de fluid fiecare element de volum suportă acţiunea unor forţe

din partea restului de fluid, care în cazul fluidului perfect sînt perpendiculare (normale) pe fiecare suprafață a volumului unitar considerat.

O forță F, uniform repartizată pe o suprafață S, exercită pe această suprafață o presiune p a cărei valoare este dată de

$$p = F/S \tag{11.1}$$

Pe baza relației (11.1) se poate deduce ușor că în general măsurările de presiune sînt legate de fapt de măsurările de forță, ceea ce face ca o serie întreagă de metode de măsurare a presiunilor (ca de exemplu, cele bazate pe efecte piezoelectrice, magnetostrictive, utilizînd elemente elastice, mărci tensometrice, etc.) să poată fi aplicate și în domeniul măsurării forțelor, și invers.

Presiune atmosferică, absolută, diferențială. Presiunea exercitată de învelișul gazos care înconjoară globul pămîntesc se numește presiune atmosferică (barometrică). Presiunea atmosferică variază în raport cu altitudinea.

Corpurile aflate pe pămînt sînt supuse acestei presiuni atmosferice. În tehnica măsurării presiunii sînt dese cazurile în care trebuie să se țină seama de acest fapt. Astfel, s-a ajuns la necesitatea de a stabili o presiune atmosferică de referință față de care să se considere starea fizică a unui corp. Această presiune stabilită convențional se numește *presiune normală*. S-a definit astfel presiunea normală tehnică, ca fiind presiunea exercitată de o coloană de mercur de înălțime 735,56 mm.

În practica măsurării presiunii se pot întîlni de obicei trei situații :

a) măsurarea presiunii în raport cu vidul absolut (considerat de presiune zero) : *presiune absolută* ;

b) măsurarea diferențelor de presiune față de cea atmosferică. Această diferență poartă numele de *presiune relativă* sau *efectivă* (presiunile măsurate cu manometre sînt în general presiuni efective). După cum această diferență este pozitivă sau negativă, mai poartă numele de suprapresiune sau depresiune. Relația dintre presiunea efectivă și presiunea absolută este

$$p_a = p_e + 1{,}01325 - \varepsilon \text{ [bar]} \tag{11.2}$$

în care : p_a este presiunea absolută ; p_e — presiunea efectivă ; ε — factor de corecție reprezentînd diferența dintre presiunea atmosferică normală și presiunea atmosferică reală în momentul măsurării.

c) măsurarea diferenței de presiune față de o valoare de referință convențională (care poate fi aleasă de utilizator în funcție de cerințele procesului tehnologic).

În acest caz rezultatul măsurării poartă denumirea de *presiune diferențială*.

Presiune statică și dinamică. Acești termeni se utilizează în cazul fluidelor în mișcare. Considerînd o suprafață plană care separă două mase de fluid în mișcare, presiunea care se exercită pe cele două mase de fluid în planul lor

de separație este *presiunea statică*. Dacă în același curent de fluid se pune un obstacol, în punctul de oprire viteza fluidului se anulează și întreaga energie cinetică specifică a lichidului apare sub formă de presiune. Presiunea din punctul de oprire se numește *presiune totală*. Diferența dintre presiunea totală și cea statică poartă numele de *presiune dinamică*.

11.1.2. Unități de măsură a presiunii

Unitatea de măsură pentru presiuni din cadrul sistemului internațional (SI) este newtonul pe metru patrat (N/m^2), care mai poartă numele și de *pascal* (Pa).

Pe lîngă această unitate, în tehnică este larg răspîndită o unitate tolerată, și anume kilogramul-forță/metru pătrat, kgf/m^2, sau un multiplu al acestuia, kgf/cm^2, numit și *atmosferă tehnică* (at), deoarece permite o reprezentare comodă și simplă a valorilor presiunilor mari.

Una din primele unități de măsură a presiunii a fost atmosfera fizică (atm), stabilită în raport cu presiunea atmosferică și fiind definită inițial ca presiunea pe care o exercită coloana de mercur cu înălțimea de 760 mm, cu densitatea 13,595 g/cm^3 la 0°C și accelerația gravitațională de 980,665 cm/s^2. Valoarea acestei unități s-a păstrat, fiind definită astăzi

$$1 \text{ atm} = 101325 \text{ N/m}^2$$

Utilizarea dispozitivelor cu lichid pentru măsurarea presiunii a determinat adoptarea unor noi unități de măsură: *milimetru coloană apă* (mmH_2O), *milimetru coloană mercur* (mmHg), denumit și torr. Aceste unități se utilizează încă destul de des atît în măsurări industriale, cît și în cele de laborator, multe traductoare de presiune fiind etalonate în aceste unități. Unitățile coloană de lichid sînt definite pentru anumite condiții de temperatură, accelerație gravitațională și presiune atmosferică. Astfel mmH_2O reprezintă presiunea exercitată de o coloană de apă de înălțime un milimetru, la temperatura de 4°C, accelerația gravitațională 980,665 cm/s^2 și presiunea atmosferică de 760 mmHg; milimetru coloană mercur (mmHg) reprezintă presiunea hidrostatică a unei coloane de mercur de înălțime un milimetru, la temperatura 0°C, accelerația gravitațională 980,665 cm/s^2 și presiunea atmosferică de 760 mmHg.

Pascalul, unitatea SI pentru măsurat presiunile, este foarte mic ($\approx$0,1 mmH_2O). De aceea în practică se folosesc multiplii pascalului: kPa, MPa, ($kPa = 10^3$ Pa, $MPa = 10^6$ Pa). Un multiplu cu largi utilizări este *barul* (10^5 Pa), care are avantajul că diferă foarte puțin de alte unități de măsură (atm, at).

În tabelul 11.1 sînt date principalele unități de măsură de presiune, precum și echivalența dintre ele.

Tabelul 11.1

Unități de măsură a presiunii

	bar	Pa	mm H_2O	mm Hg	atm	at
bar	1	10^5	10 197	750	0,9869	1,0197
Pa	10^{-5}	1	10,197	0,75	0,9869 10^{-3}	1,0197
mmH_2O	$9,807 \cdot 10^{-5}$	9,807	1	$7,356 \cdot 10^{-2}$	$9,6787 \cdot 10^{-5}$	10^{-4}
mmHg	$1,33 \cdot 10^{-3}$	133,3	13,595	1	$1,316 \cdot 10^{-3}$	$1,359 \cdot 10^{-3}$
atm	1,013	101 325	10 332	760	1	1,0332
at	0,9807	98 066,5	10 000	735,56	0,96787	1

În măsurările industriale se consideră de obicei o împărțire a domeniului de variație a presiunii (în presiuni mari sau mici, etc). O astfel de divizare fără a avea pretenția că este exhaustivă, este prezentată în diagrama din figura 11.1.

11.1.3. Principii de măsurare a presiunii

În practica curentă există o mare varietate de tipuri de traductoare pentru măsurat presiunea. Perfecționarea continuă a acestora, precum și apariția altor tipuri sînt justificate de considerente ca : necesitatea măsurării presiunii cu precizie ridicată, reducerea costului, măsurarea simultană a mai multor presiuni și centralizarea datelor, măsurări în condiții speciale (temperaturi mari, presiuni dinamice, pulsatorii cu frecvență ridicată, vibrații etc.), controlul unor procese tehnologice sau fenomene fizice, fiziologice etc.

Ca în orice operație de măsurare, și în acest caz este necesară alegerea unor elemente sensibile adecvate.

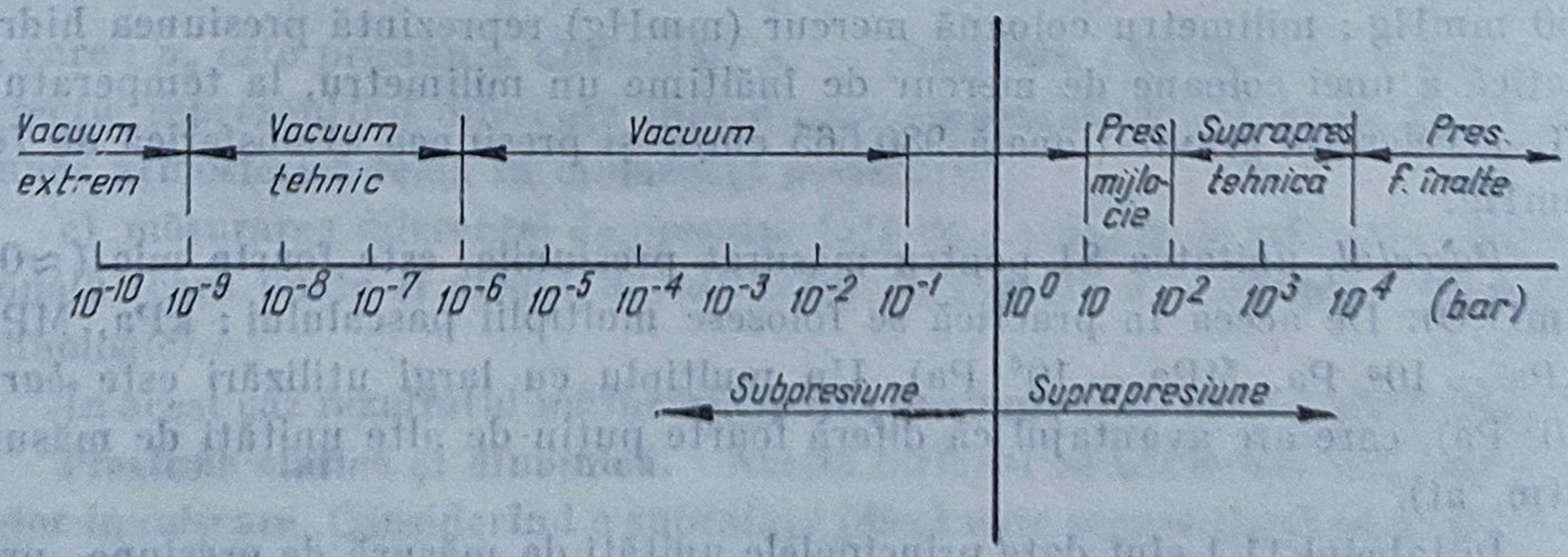


Fig. 11.1. Domenii de variație a presiunii tehnice.

De regulă aceste elemente sensibile convertesc presiunea fie într-o mărime intermediară de natura unei deplasări sau deformaţii mecanice, fie direct într-o mărime electrică (tensiune, sarcină electrică etc.).

Deplasările sau deformaţiile mecanice rezultate pot fi convertite în semnal electric prin mai multe metode, descrise pe larg în cap. 7 şi 8, cele mai utilizate urmărind modificarea de parametri electrici (R, L, C, reluctanţe magnetice etc.). În acest caz, măsurarea presiunii presupune o serie de conversii $p \rightarrow$ deformare mecanică $\rightarrow$ parametru electric, şi ca atare, pe de o parte, este necesară o metodă de proiectare şi alegere riguroasă pentru asigurarea sensibilităţilor şi preciziilor necesare, iar pe de altă parte, structuri specializate de adaptoare.

11.2. Traductoare de presiune cu elemente sensibile elastice

Această categorie de traductoare conţin elemente elastice care convertesc presiunea în deformaţia elastică a unor corpuri de formă specială. Elementele sensibile utilizate frecvent sînt : tubul simplu curbat, tubul spiral, membrana simplă sau dublă (capsulă) şi tip burduf.

11.2.1. Membrane

Membranele sînt plăci elastice de grosime mică, de formă circulară, încastrate la extremitate. Fixarea pe contur a membranelor face ca sub acţiunea presiunii aplicate pe o faţă să dea deformaţii relativ uşor măsurabile, ceea ce a căpătat o largă utilizare în aparatele de măsurat. Prin caracteristicile lor, membranele fac posibilă măsurarea presiunilor de la cîţiva mmH_2O pînă la sute de atmosfere (at). Se pot utiliza ca elemente sensibile ca atare, sau în corelaţie cu alte traductoare de presiune (piezoelectrice, magnetoelastice etc.).

După forma constructivă, membranele pot fi clasificate :

— plane, a căror suprafaţă este dreaptă (fig. 11.2) ;

— gofrate, a căror suprafaţă are un anumit profil (fig. 11.3) ;

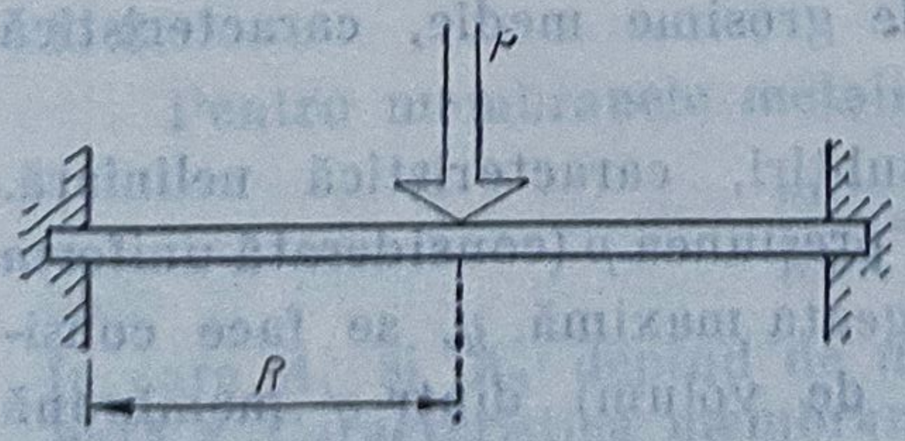


Fig. 11.2. Membrană plană.

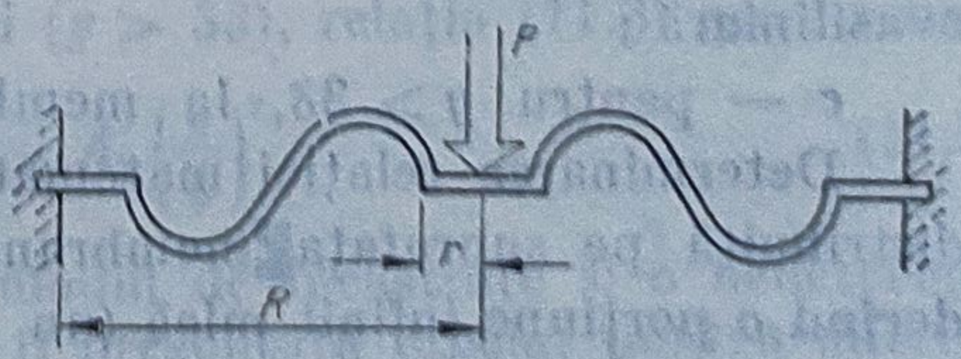


Fig. 11.3. Membrană gofrată.

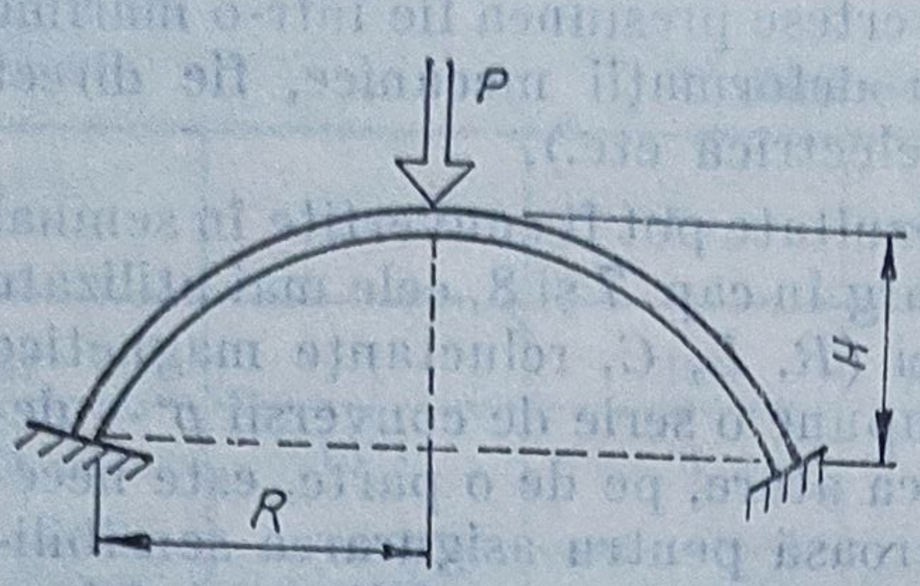


Fig. 11.4. Membrană sferică.

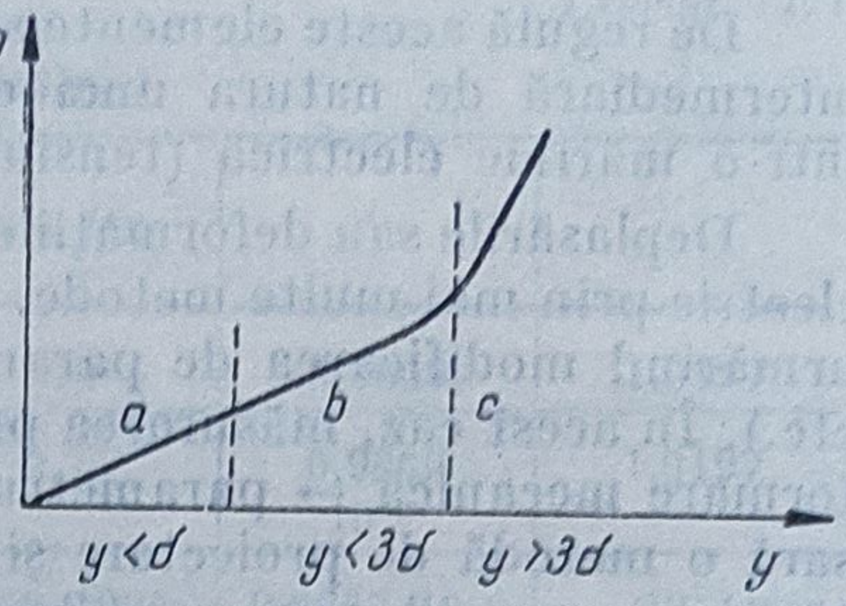


Fig. 11.5. Domenii de lucru ale membranelor metalice.

— sferice, a căror suprafață este curbată în formă de calotă sferică (fig 11.4)/[1].

Membrane plane. Membranele plane se pot clasifica în funcție de :

a) rigiditate, în :

— metalice (cu rigiditate mare) ;

— nemetalice (rigiditate mică, foarte flexibile) ;

b) raportul dintre săgeata y de la mijlocul membranei și grosimea ei δ, în :

— membrane groase ($y \leqslant \delta$) ;

— membrane cu grosime medie ($y \leqslant 3\delta$) ;

— membrane subțiri ($y > 3\delta$) ;

c) modul de incastrare, care poate fi : perfect (realizat prin lipire) sau liber (alunecător, realizat prin strîngerea membranei între două inele cu ajutorul unei garnituri).

Materialele din care se confecționează de regulă membranele plane metalice sînt : bronzul fosforos, bronzul cu beriliu, alpacaua, oțelul inoxidabil. Cît privește membranele plane nemetalice, ele pot fi executate din cauciuc, țesături cauciucate, piele.

Deoarece în cadrul traductoarelor de presiune se utilizează ca elemente sensibile membrane metalice, în cele ce urmează ne vom referi numai la această categorie. Domeniile de lucru ale membranelor metalice se pot stabili dacă se trasează o curbă caracteristică aproximativă, ca în figura 11.5.

Se observă existența a 3 zone de lucru posibile, corespunzător raportului dintre grosimea δ a membranei și săgeata maximă y :

a — pentru $y < \delta$, la membranele groase, caracteristica este liniară ;

b — pentru $y < 3\delta$, la membranele de grosime medie, caracteristică cvasiliniară ;

c — pentru $y > 3\delta$, la membranele subțiri, caracteristică neliniară.

Determinarea relației matematice între presiunea p (considerată uniform distribuită pe suprafața membranei) și săgeata maximă y, se face considerînd o porțiune infinit mică (un element de volum) dintr-o membrană (fig. 11.6).

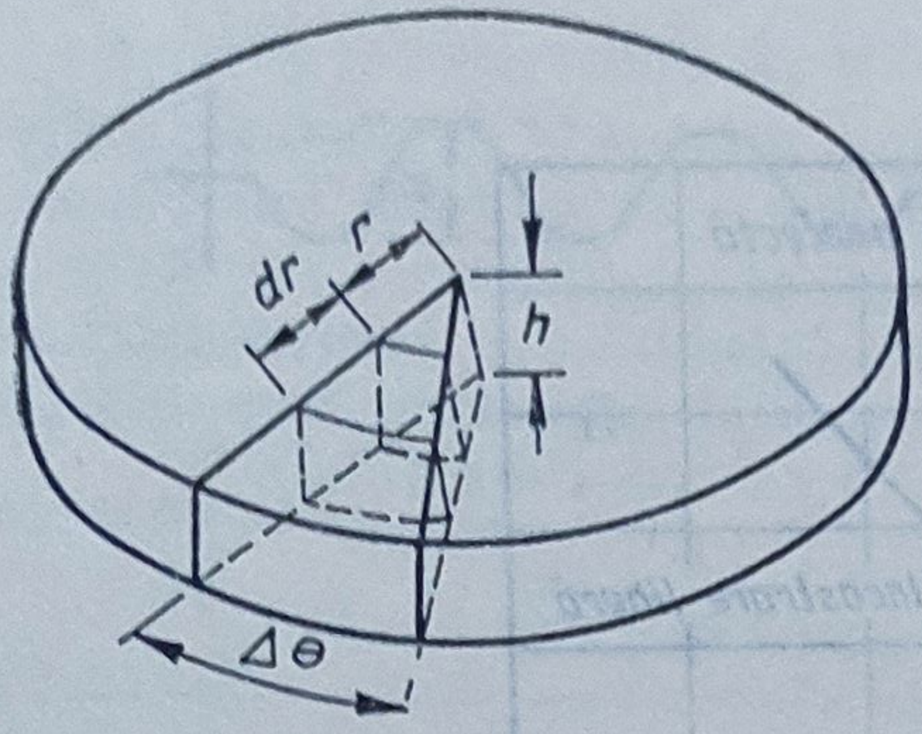


Fig. 11.6. Element de volum dintr-o membrană.

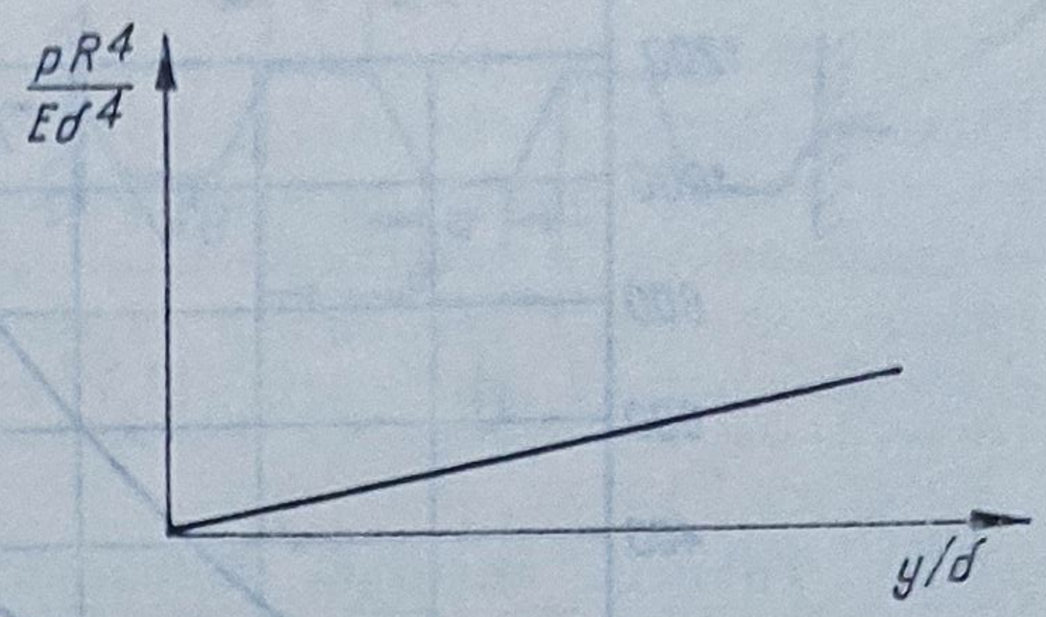


Fig. 11.7. Caracteristica de funcționare a membranelor groase.

Luînd în considerare forțele și momentele care acționează asupra elementului de volum, rezultă relația generală, valabilă în cazul membranelor groase

$$\frac{pR^4}{E\delta^4} = A_1 \frac{y}{\delta} \tag{11.3}$$

în care :

p este presiunea aplicată uniform pe suprafața membranei ;

R — raza membranei (vezi fig. 11.2) ;

E — modulul de elasticitate al materialului din care este confecționată membrana ;

δ — grosimea membranei ;

y — săgeata maximă (obținută în centrul membranei, $r = 0$) ;

$A_1 = \frac{16}{3(1-\mu^2)}$ — constantă de material ;

μ — coeficientul lui Poisson.

Caracteristica de funcționare este prezentată în figura 11.7.

În cazul membranelor metalice de grosime medie ($y \leqslant 3\delta$), relația (11.3) devine :

$$\frac{pR^4}{R\delta^4} = A_1\left(\frac{y}{\delta}\right) + A_3\left(\frac{y}{\delta}\right)^3 \tag{11.4}$$

valoarea coeficientului A_3 depinzînd de sistemul de incastrare. Astfel, la incastrare perfectă, $A_3 \approx 3$, iar la incastrare liberă $A_3 = 6/7$ (pentru un $\mu = 0{,}3$).

Caracteristicile membranelor de grosime medie sînt prezentate în figura 11.8.

Pentru membranele metalice subțiri ($y > 3\delta$), relația (11.3) are forma :

$$\frac{pR^4}{R\delta^4} = A_1'\left(\frac{y}{\delta}\right) + A_3'\left(\frac{y}{\delta}\right)^3 \tag{11.5}$$

în care A_1' și A_3' depind de material, modul de încastrare și o nedeterminată z. Caracteristica membranei poate fi prezentată tabelar pentru diferite valori ale lui z, sau grafic ca în figura 11.9 [1].

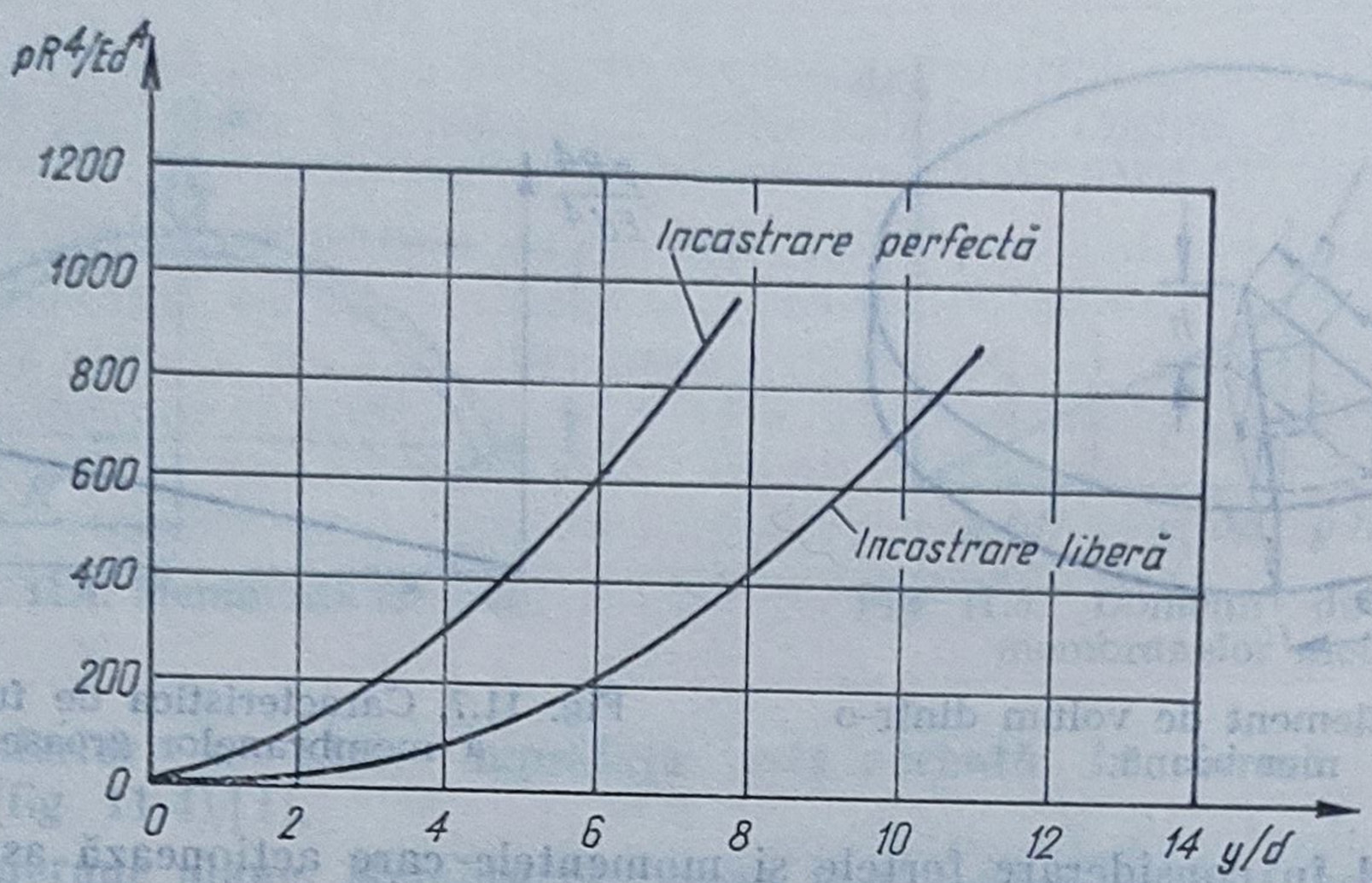


Fig. 11.8. Caracteristicile de funcționare a membranelor de grosime medie.

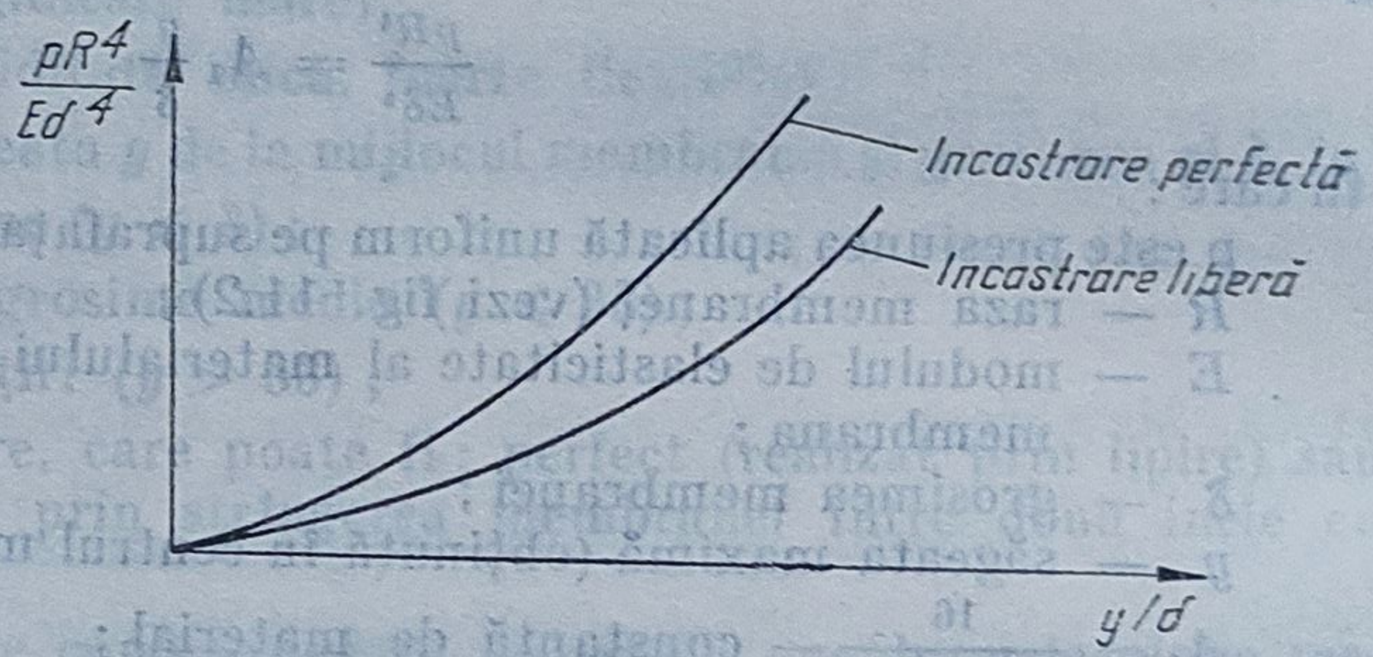


Fig. 11.9. Caracteristicile de funcționare a membranelor subțiri.

Membrane ondulate (gofrate). Membranele ondulate sînt prevăzute cu o serie de gofreuri concentrice, avînd în zona centrală o porțiune plană, de obicei rigidizată. Față de membranele plane, membranele gofrate prezintă în funcționare o serie de avantaje, cum ar fi : posibilitatea obținerii unor deformații (săgeți) mari fără deformări permanente (se pot deci măsura presiuni mari) ; o caracteristică de funcționare apropiată de cea liniară ; stabilitate mai mare a caracteristicilor etc.

Dezavantajul important îl constituie tehnologia de execuție care este mult mai complicată față de membranele plane.

Formele cele mai utilizate de gofreuri sînt (fig. 11.10) :

— sinusoidal ;

— trapezoidal ;

— ascuțit.

Membranele ondulate pot fi folosite simplu (avînd unul din cele trei profile prezentate în figura 11.10, sau sub forma unor ansambluri de două membrane lipite pe circumferință, care poartă numele de *capsule*.

După destinația lor, capsulele pot fi : *manometrice* (presiunea de măsurat se introduce în interior), care măsoară diferența de presiune dintre un mediu

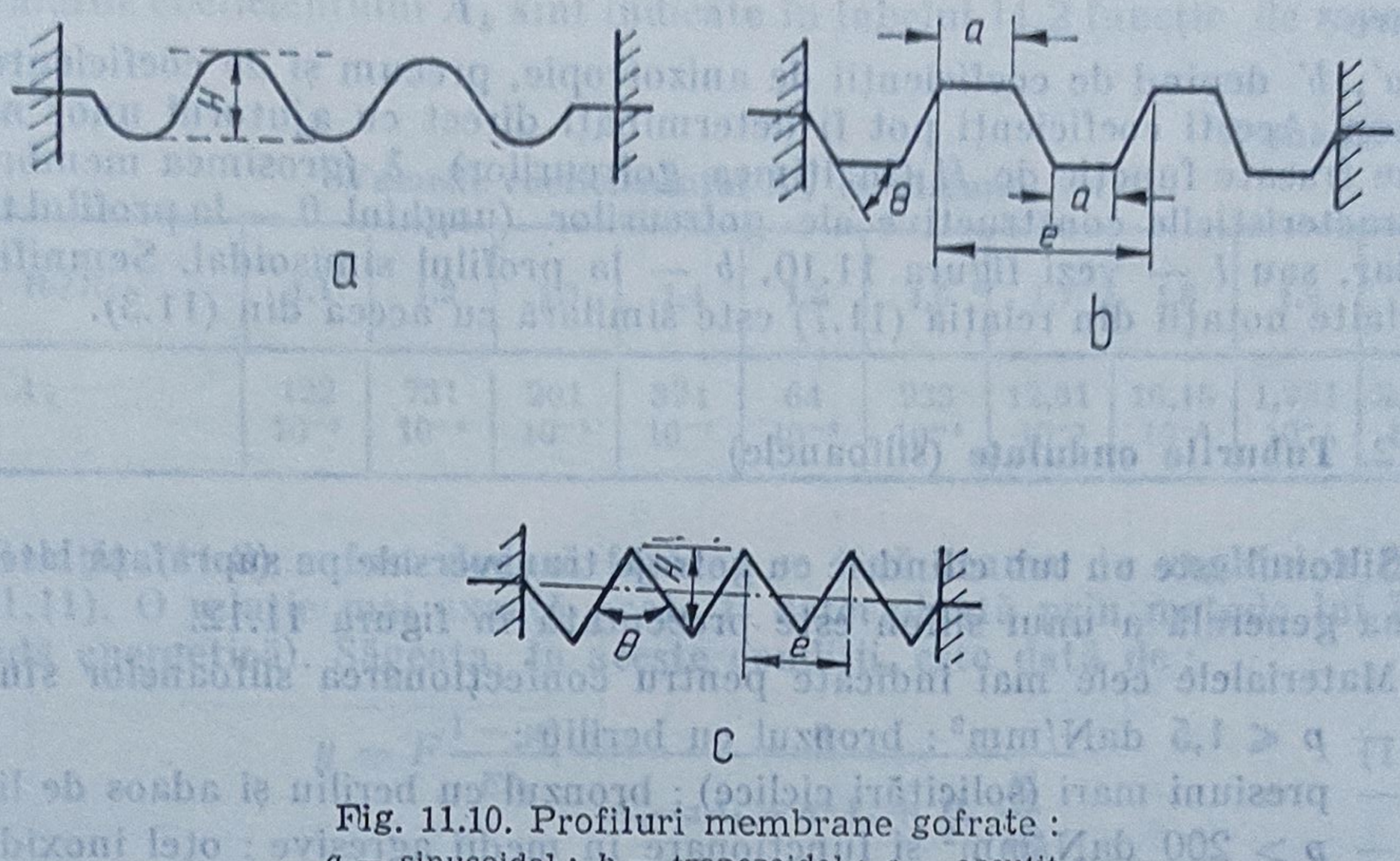


Fig. 11.10. Profiluri membrane gofrate :
a — sinusoidal ; *b* — trapezoidal ; *c* — ascuțit.

interior și mediul exterior (fig. 11.11) ; *aneroide* (în interior se realizează o rarefiere, putîndu-se deci măsura presiunea mediului exterior) ; *umplute* (în interior se introduc gaze, vapori, lichid).

Utilizarea capsulelor în măsurările de presiune este avantajoasă, deoarece se poate realiza o săgeată dublă în comparație cu o membrană încărcată similar. O mărire substanțială a săgeții se poate obține dacă se utilizează o baterie de capsule (mai multe capsule suprapuse). În această situație, deplasarea centrului bateriei f_b este

$$f_b = kf_c = 2kf_m \tag{11.6}$$

în care :

f_c este deplasarea centrului unei capsule ;
k — nr. de capsule ;
f_m — deplasarea centrului unei membrane.

Materialul din care se confecționează membranele ondulate și capsulele este bronzul cu beriliu (material cu o caracteristică stabilă și pierderi mici prin histerezis —0,2...0,5%).

Caracteristica de funcționare a membranei ondulate se deduce prin înlocuirea membranei ondulate cu una plană, iar influența gofreurilor este luată în considerare prin introducerea unor coeficienți de anizotropie la întindere și încovoiere pe direcție radială și circumferențială.

Relația finală are forma :

$$\frac{pR^4}{E\delta^4} = a'\left(\frac{y}{\delta}\right) + b'\left(\frac{y}{\delta}\right)^3 \tag{11.7}$$

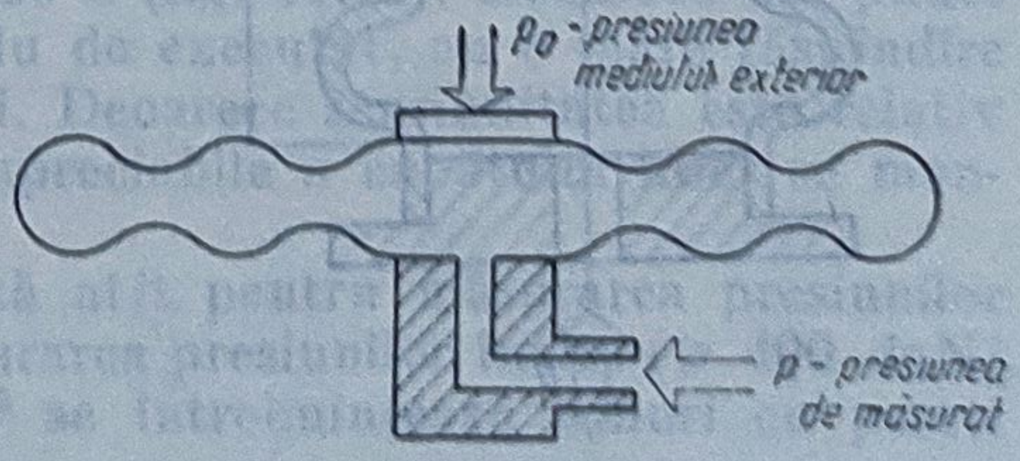


Fig. 11.11. Capsulă.

în care :

a', b' depind de coeficienții de anizotropie, precum și de coeficientul lui Poisson. Acești coeficienți pot fi determinați direct cu ajutorul unor nomograme trasate funcție de H (înălțimea gofreurilor), δ (grosimea membranei) și caracteristicile constructive ale gofreurilor (unghiul θ — la profilul triunghiular, sau l — vezi figura 11.10, b — la profilul sinusoidal. Semnificația celorlalte notații din relația (11.7) este similară cu aceea din (11.3).

11.2.2. **Tuburile ondulate** (silfoanele)

Silfonul este un tub cilindric cu gofraje transversale pe suprafața laterală. Forma generală a unui silfon este prezentată în figura 11.12.

Materialele cele mai indicate pentru confecționarea silfoanelor sînt :

— $p \leqslant 1{,}5$ daN/mm^2 : bronzul cu beriliu ;

— presiuni mari (solicitări ciclice) : bronzul cu beriliu și adaos de litat ;

— $p > 200$ daN/mm^2 și funcționare în medii agresive : oțel inoxidabil.

În construcția aparatelor de măsurat se folosesc de obicei (pentru game medii de presiune) tuburi ondulate cu diametrul de 7...150 mm și $h = 0{,}08$ ...0,3 mm, cu care se pot realiza sensibilități de ordinul 10^{-1} mm H_2O.

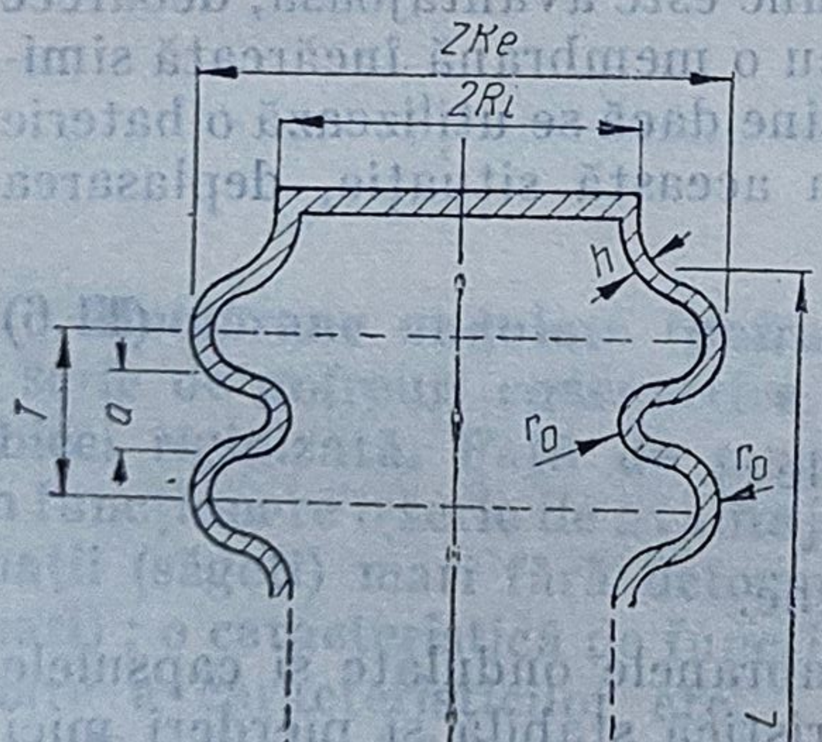


Fig. 11.12. Silfon.

Profilul tuburilor este diferit funcție de modul în care este utilizat. Astfel, de exemplu, dacă solicitările sînt de întindere, profilul se execută cu un punct de inflexiune, pentru compresiune se folosesc profile drepte, etc.

Săgeata care rezultă în urma aplicării unei presiuni p poate fi calculată considerîndu-se, într-o primă aproximație, tubul ondulat ca un sistem de plăci inelare legate pe conturul exterior.

Rezultă că săgeata y are forma

$$y = 2nA_k \frac{Fr_0^2}{Eh^3} \tag{11.8}$$

în care : F este forța centrată care acționează axial asupra tubului ;

n — numărul de onduleuri ;

A_k — coeficient care depinde de materialul tubului și de geometria lui ;

h — grosimea ;

r_0 — razele de curbură ale onduleurilor.

Valorile coeficientului A_k sînt indicate în tabelul 11.2 funcție de raportul R_e/R_i.

Tabelul 11.2

Valorile coeficientului A_k la silfoane

R_e/R_i	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	1,6	1,7	1,8	1,9	2
A_k	122 10^{-6}	731 10^{-6}	201 10^{-5}	394 10^{-5}	64 10^{-4}	933 10^{-4}	12,61 10^{-3}	16,16 10^{-3}	1,991 10^{-2}	2,377 10^{-2}

Relația (11.8) a fost dedusă fără să se țină seama de unghiul α (vezi fig. 11.11). O relație mai exactă poate fi determinată prin metoda lui Ritz (metodă energetică). Săgeata, în aceste condiții, este dată de:

$$y = F\frac{1-\mu^2}{Eh_0}\frac{n}{A_0-\alpha A_1+\alpha^2 A_2+B_0\dfrac{h_0^2}{R_i^2}} \tag{11.9}$$

în care: μ este coeficientul lui Poisson;
n — nr. gofreurilor;
h_0 — grosimea silfonului la partea interioară;
P — forța axială;
α — unghiul de înclinare al ondulațiilor;
A_0, A_1, A_2, B_0 — coeficienți care pot fi determinați din nomograme [1].

Dacă se ține seamă că, în zona de lucru, aria suprafeței efective a gofrajului, considerată aproximativ constantă, este:

$$A_{ef} = \left(\frac{R_e+R_i}{2}\right)^2 \tag{11.10}$$

atunci relația (11.9) poate fi reformulată funcție de presiune, ținînd seama că

$$F = pA_{ef}.$$

11.2.3. Tuburi Bourdon

Tuburile Bourdon sînt tuburi cu pereți subțiri sau groși de forma unui arc de cerc avînd la centru în jur de 250°C (fig. 11.13). Deoarece din punct de vedere constructiv sînt relativ simplu de executat, au o mare răspîndire în dispozitivele de măsurare a presiunii. Deoarece sensibilitatea este relativ mică, pentru obținerea unei deplasări apreciabile a capătului liber se montează un mecanism de multiplicare.

Tuburile Bourdon se întrebuințează atît pentru măsurarea presiunilor joase (cîțiva mm Hg), cît și pentru măsurarea presiunilor înalte ($\geq$ 400 daN/cm^2). Pentru presiuni $p >$ 10 daN/cm^2 se întrebuințează tuburi cu pereți groși.

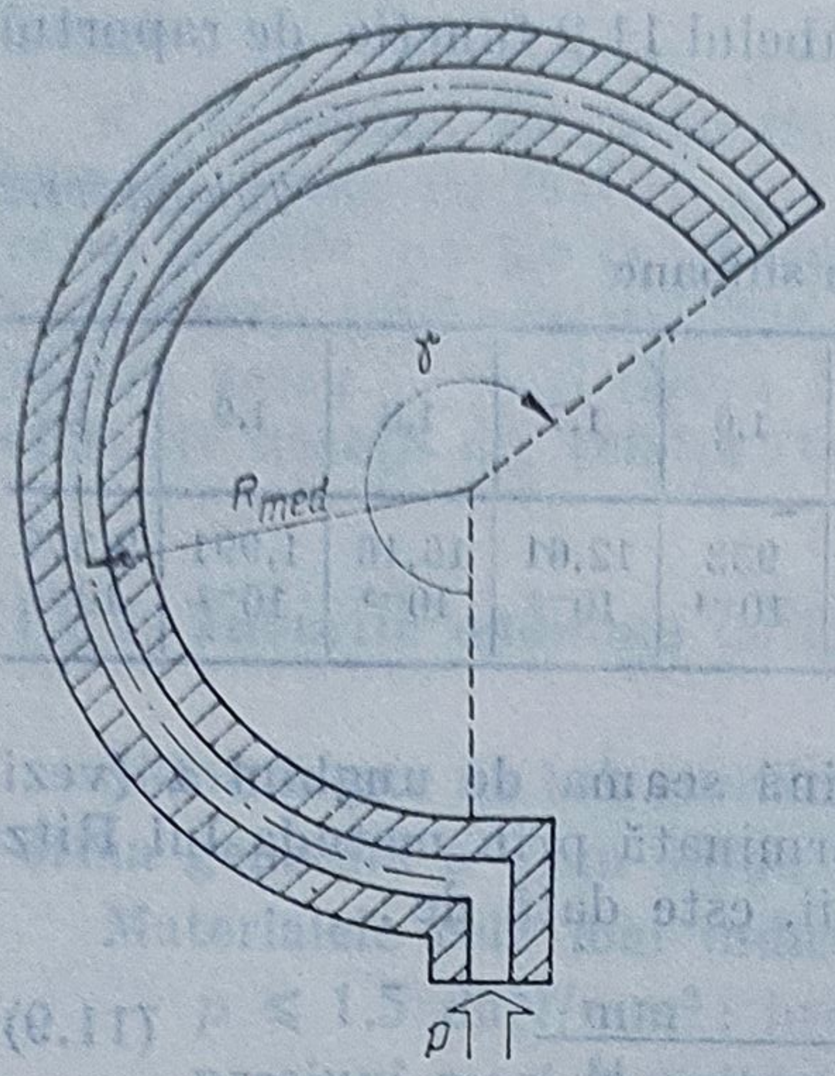


Fig. 11.13. Tub Bourdon simplu.

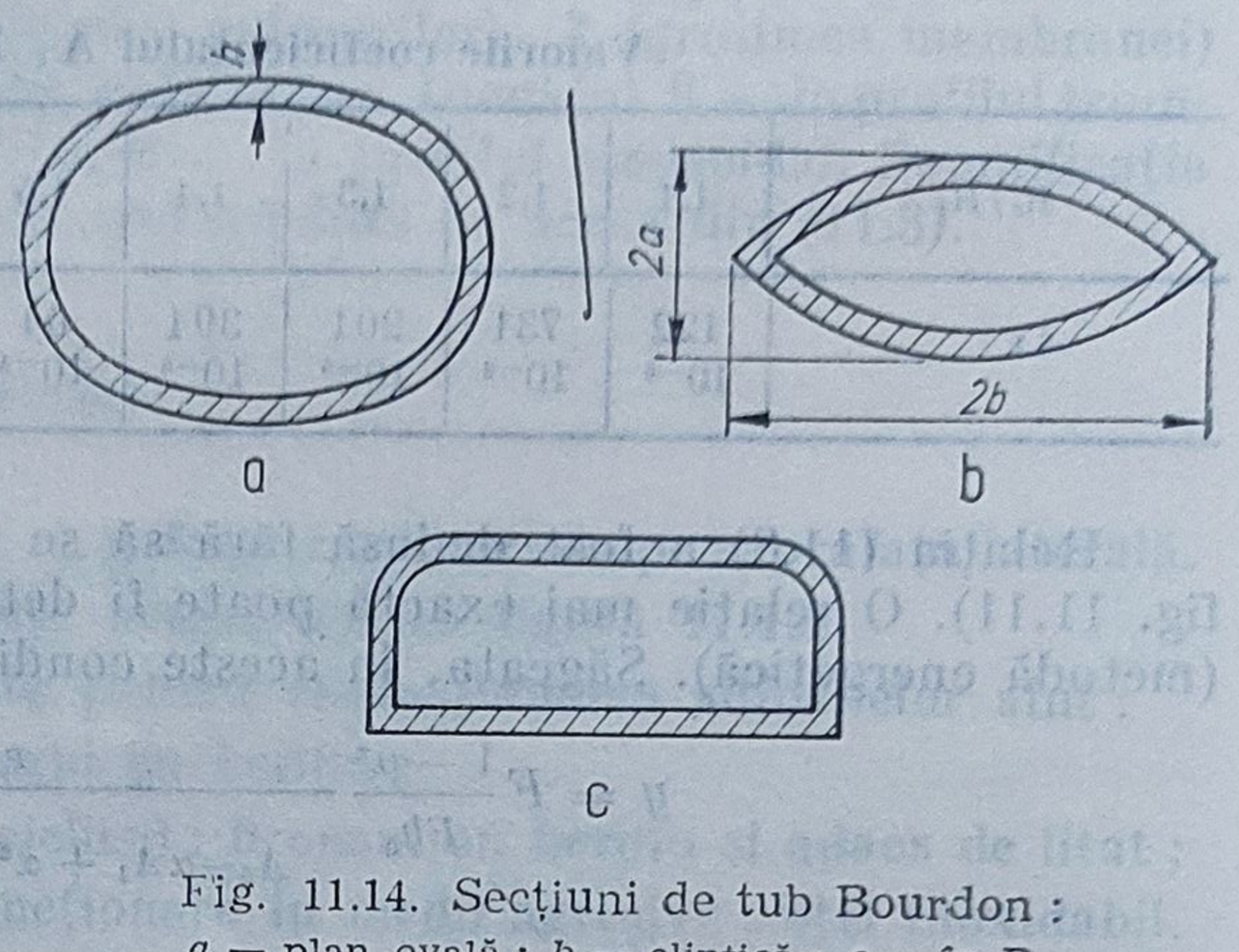


Fig. 11.14. Secțiuni de tub Bourdon :
a — plan ovală ; *b* — eliptică ; *c* — în D.

Cîteva dintre formele cele mai utilizate de secțiuni ale tuburilor Bourdon sînt prezentate în figura 11.14.

Secțiunile eliptică și plan ovală sub acțiunea presiunii de măsurat își măresc raza de curbură, dar au o sensibilitate mai mică în raport cu aceea în formă de *D*.

Ceea ce interesează în funcționarea ca element sensibil a tubului Bourdon, este deplasarea capătului liber sub acțiunea presiunii interioare din tub (presiunea de măsurat). deplasare care se face în sensul îndreptării tubului.

Presupunînd un tub Bourdon cu unghiul la centru $\gamma < 270°$C., și avînd o secțiune eliptică (vezi fig. 11.14, *b*) cu semiaxele $2b$ și $2a$ și considerînd că sub acțiunea forței exercitată de presiunea p, capătul liber al tubului se deplasează unghiular cu $\Delta\gamma$, se poate deduce că

$$d = \frac{\Delta\gamma}{\gamma^2}\sqrt{\gamma^2 + 2 - 2\sin\gamma - 2\cos\gamma} \tag{11.11}$$

d fiind deplasarea capătului liber al tubului (considerată pe verticală).

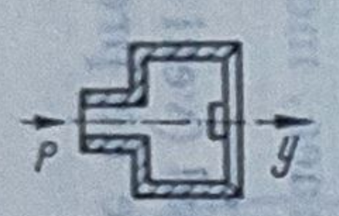
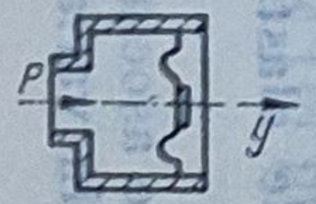
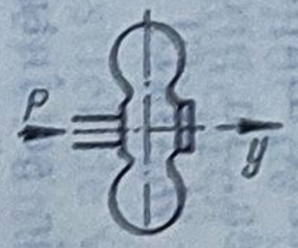
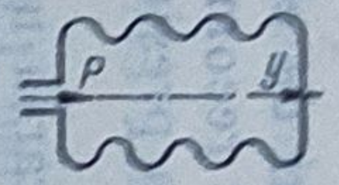
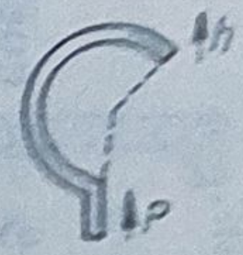
Ținînd seama că sub acțiunea aceleași forțe, secțiunea tubului se deformează, tinzînd să devină circulară, rezultă :

$$\frac{\Delta\gamma}{\gamma} = p\frac{1-\mu^2}{E}\frac{R^2}{bh}\left(1-\frac{b^2}{a^2}\right)\frac{\alpha}{\beta + \frac{R^2h^2}{a^4}} \quad \text{pentru tuburile cu pereți subțiri} \tag{11.12}$$

$$\frac{\Delta\gamma}{\gamma} = p\frac{1-\mu^2}{E}\frac{R^2}{bh}\frac{1-\varkappa}{\varkappa + \frac{h^2}{12b^2}} \quad \text{pentru tuburile cu pereți groși}$$

d fiind deplasarea capătului liber al tubului (considerată pe verticală).

Ținînd seama că sub acțiunea aceleași forțe, secțiunea tubului se deformează, tinzînd să devină circulară, rezultă :

Tip	 a)	 b)	 c)	 d)	 e)
Materiale	Alamă, bronz Cupru-beriliu Oţel inoxidabil Aliaje nichel	V. membrană plată	V. membrană plată Oţel inox. AISI-36* Hastelloy* Tantal*	Alamă Aliaje de nichel	Oţel inox. AISI-36* Oţel 25 CrMo4* Bronz*
Domenii (uzuale)	$10^{-5} \div 10^{2}$ bar	vacuum ÷ 2,5 MPa	V. membrane ondulate (0,2 ÷ 420 bar*)	<2,5 MPa (0 ÷ 3 500mm H_2O*)	30 kPa ÷ 100 MPa (1 — 400 bar*)
Fluide (uzuale)	Lichide Gaze	Lichide Gaze	Lichide Gaze	Gaze	Gaze
Tip presiune (uzuale)	Absolută Relativă Diferenţială	V. membrane plate	V. membrane plate	Relativă Diferenţială	Absolută

* Utilizări în ţară

Fig. 11.15. Elemente sensibile elastice. Utilizări

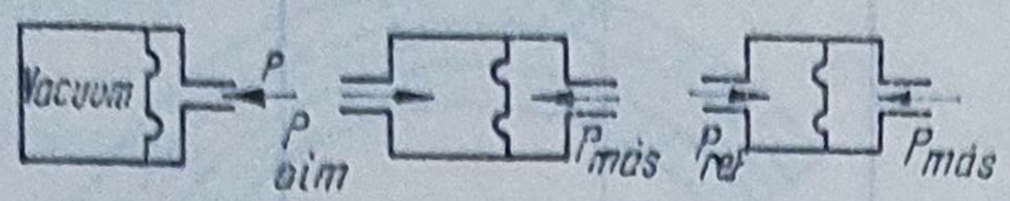


Fig. 11.16. Montaje pentru măsurarea presiunii.

în care a, b, h, R sînt parametri constructivi ai tubului ; α, β — coeficienți tabelați în funcție de raportul a/b ; $\varkappa$ este dat sub formă de diagrame, funcție de Rh/a^2 [1]. Din (11.12), (11.11) se observă că în cazul tubului Bourdon există o relație liniară între deplasarea capătului liber și presiunea p aplicată în interiorul tubului.

În figura 11.15 sînt prezentate sintetic principalele tipuri de elemente sensibile expuse, precum și domeniile de lucru pentru care sînt recomandate.

În figura 11.16 sînt prezentate modalitățile de măsurare a presiunii absolute, diferențiale, etc. exemplificate în cazul membranelor.

Observații. Membranele mai pot fi utilizate și pentru separarea unui element sensibil elastic, de fluidul a cărui presiune trebuie măsurată, în cazul cînd acesta poate deteriora respectivul element sensibil. În această situație, membranele se numesc *de separație*, transmiterea presiunii (forței) la elementul sensibil de măsură făcîndu-se prin intermediul unei cavități umplute cu diverse fluide, funcție de temperatura la care se face măsurarea. În producția autohtonă se utilizează de regulă : uleiul siliconic ($\theta < 200°C$) și Hyfil A($\theta \leqslant \leqslant 300\ °C$).

Ca material pentru executarea membranelor de separație se întrebuințează (funcție de gradul de agresivitate a fluidului de măsurare): oțel inox AISI 316, AISI 316L, Hastelloy C, K-Monel, Tantal.

11.2.4. **Dispozitive de conversie, asociate elementelor sensibile elastice**

În cele ce urmează, vor fi prezentate principalele elemente asociate elementelor elastice, destinate a converti deformațiile mecanice în variații ale unor parametri de circuit electric.

Elemente de tip inductiv. În general, principiul de utilizare a acestor elemente se bazează pe cuplarea unui element elastic cu un element de tip inductiv, astfel încît mărimea fizică de măsurat, în speță presiunea, modifică, prin intermediul elementului elastic, inductanța unei bobine.

Modificarea inductanței unei bobine poate fi făcută principial (vezi cap. 7 și 10) în mai multe moduri. În ceea ce privește traductoarele de presiune, cele mai utilizate metode sînt cele care se bazează

— pe contact direct ;
— fără contact.

Din prima grupă fac parte metodele care se bazează pe cuplarea mecanică directă a elementului sensibil elastic, cu elementul de conversie inductiv. Această cuplare poate fi făcută în mai multe variante. În figura 11.17 este prezentată o posibilitate. Montajul este destinat măsurărilor de presiune relativă. Printr-o calibrare adecvată se pot măsura presiuni într-o gamă foarte largă (0...0,1 bar sau 0—200 bar). Membranele sînt executate din CuBe

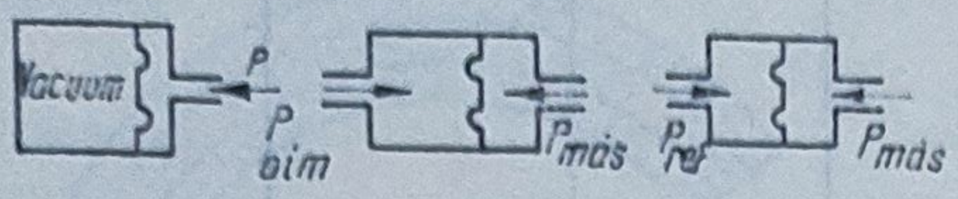


Fig. 11.16. Montaje pentru măsurarea presiunii.

în care a, b, h, R sînt parametri constructivi ai tubului ; α, β — coeficienți tabelați în funcție de raportul a/b ; $\varkappa$ este dat sub formă de diagrame, funcție de Rh/a^2 [1]. Din (11.12), (11.11) se observă că în cazul tubului Bourdon există o relație liniară între deplasarea capătului liber și presiunea p aplicată în interiorul tubului.

În figura 11.15 sînt prezentate sintetic principalele tipuri de elemente sensibile expuse, precum și domeniile de lucru pentru care sînt recomandate.

În figura 11.16 sînt prezentate modalitățile de măsurare a presiunii absolute, diferențiale, etc. exemplificate în cazul membranelor.

Observații. Membranele mai pot fi utilizate și pentru separarea unui element sensibil elastic, de fluidul a cărui presiune trebuie măsurată, în cazul cînd acesta poate deteriora respectivul element sensibil. În această situație, membranele se numesc *de separație*, transmiterea presiunii (forței) la elementul sensibil de măsură făcîndu-se prin intermediul unei cavități umplute cu diverse fluide, funcție de temperatura la care se face măsurarea. În producția autohtonă se utilizează de regulă : uleiul siliconic ($\theta < 200°C$) și Hyfil A($6 \leqslant \leqslant 300\ °C$).

Ca material pentru executarea membranelor de separație se întrebuințează (funcție de gradul de agresivitate a fluidului de măsurare): oțel inox AISI 316, AISI 316L, Hastelloy C, K-Monel, Tantal.

11.2.4. Dispozitive de conversie, asociate elementelor sensibile elastice

În cele ce urmează, vor fi prezentate principalele elemente asociate elementelor elastice, destinate a converti deformațiile mecanice în variații ale unor parametri de circuit electric.

Elemente de tip inductiv. În general, principiul de utilizare a acestor elemente se bazează pe cuplarea unui element elastic cu un element de tip inductiv, astfel încît mărimea fizică de măsurat, în speță presiunea, modifică, prin intermediul elementului elastic, inductanța unei bobine.

Modificarea inductanței unei bobine poate fi făcută principial (vezi cap. 7 și 10) în mai multe moduri. În ceea ce privește traductoarele de presiune, cele mai utilizate metode sînt cele care se bazează

— pe contact direct ;
— fără contact.

Din prima grupă fac parte metodele care se bazează pe cuplarea mecanică directă a elementului sensibil elastic, cu elementul de conversie inductiv. Această cuplare poate fi făcută în mai multe variante. În figura 11.17 este prezentată o posibilitate. Montajul este destinat măsurărilor de presiune relativă. Printr-o calibrare adecvată se pot măsura presiuni într-o gamă foarte largă (0...0,1 bar sau 0—200 bar). Membranele sînt executate din CuBe

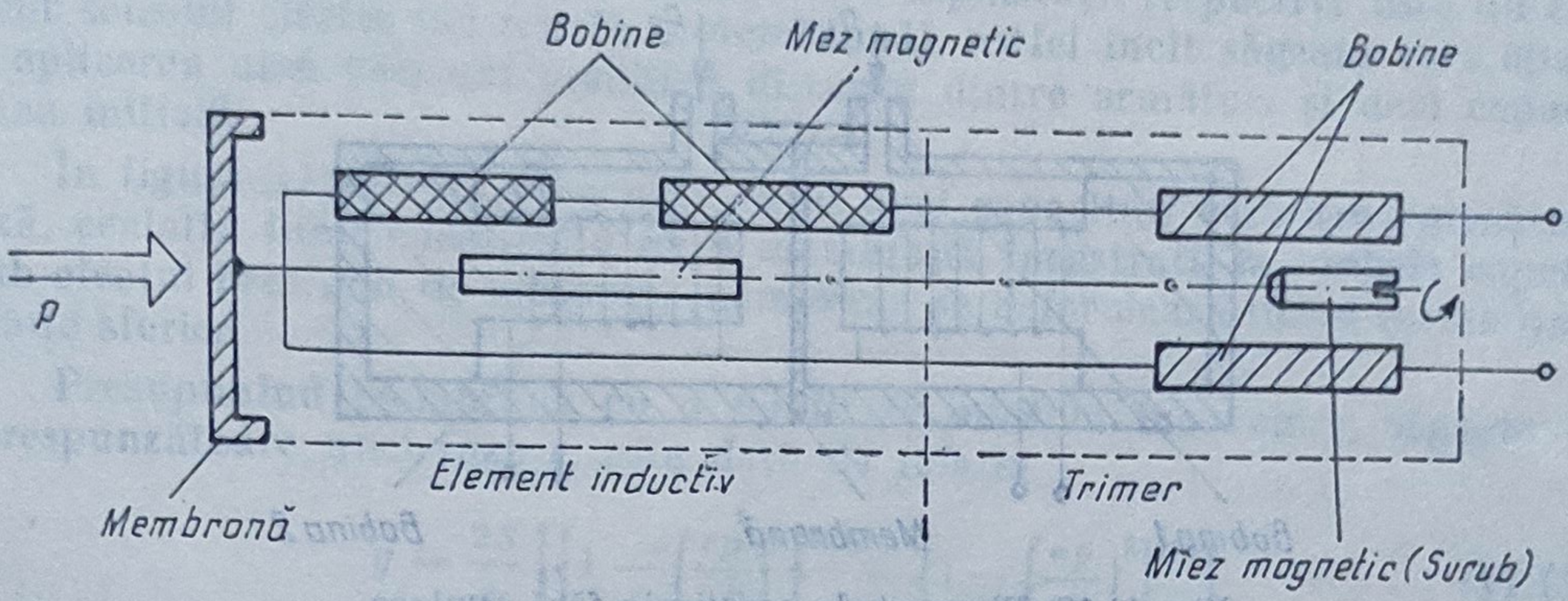


Fig. 11.17. Element de conversie inductiv cu cuplare directă, cu membrană.

pentru 0,1 bar $< p <$ 0,25 bar sau oțel 0,5 bar $< p <$ 200 bar. Săgeata maximă a membranei este în jur de 0,1 mm. Trimerul inductiv prevăzut în schemă poate ajusta sensibilitatea montajului cu 10—20% față de valoarea nominală. Firma Hottinger-Baldwin fabrică astfel de elemente destinate și măsurărilor de presiune diferențială.

Modificarea poziției miezului magnetic se poate obține și utilizînd un element sensibil de tip burduf, sau tub Bourdon. În figura 11.1 este prezentată o astfel de variantă, în care miezul magnetic antrenat de mișcarea capătului liber al unui tub Bourdon modifică cuplajul magnetic între bobinele din primarul și secundarul unui montaj de tip transformator diferențial.

Din cea de a doua grupă de metode fac parte acelea care se bazează pe modificările inductanței unei bobine , prin modificarea reluctanței circuitului magnetic (în principal, a porțiunilor care se închid prin aer).

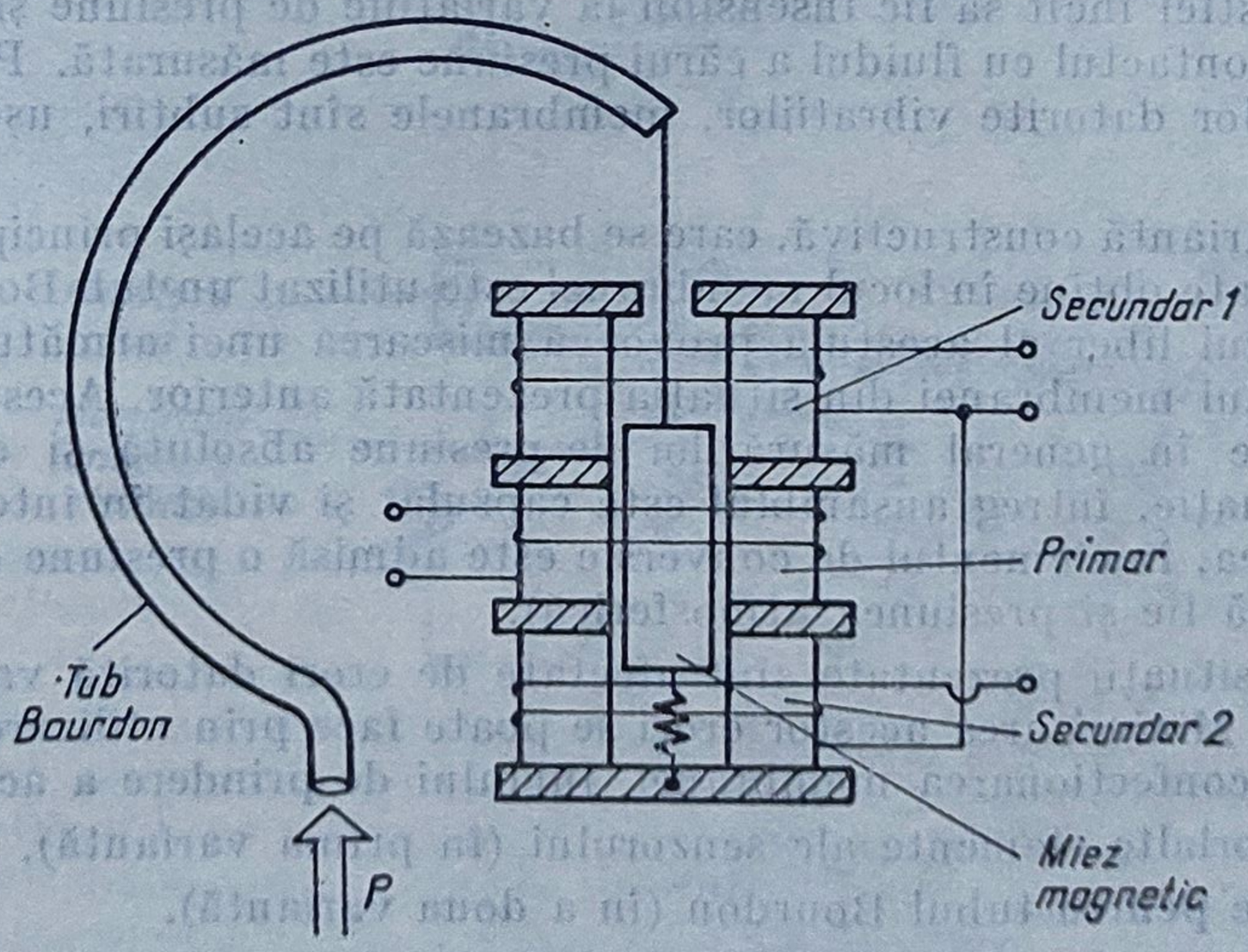


Fig. 11.18. Element de conversie inductiv cu cuplare directă, cu tub Boundon.

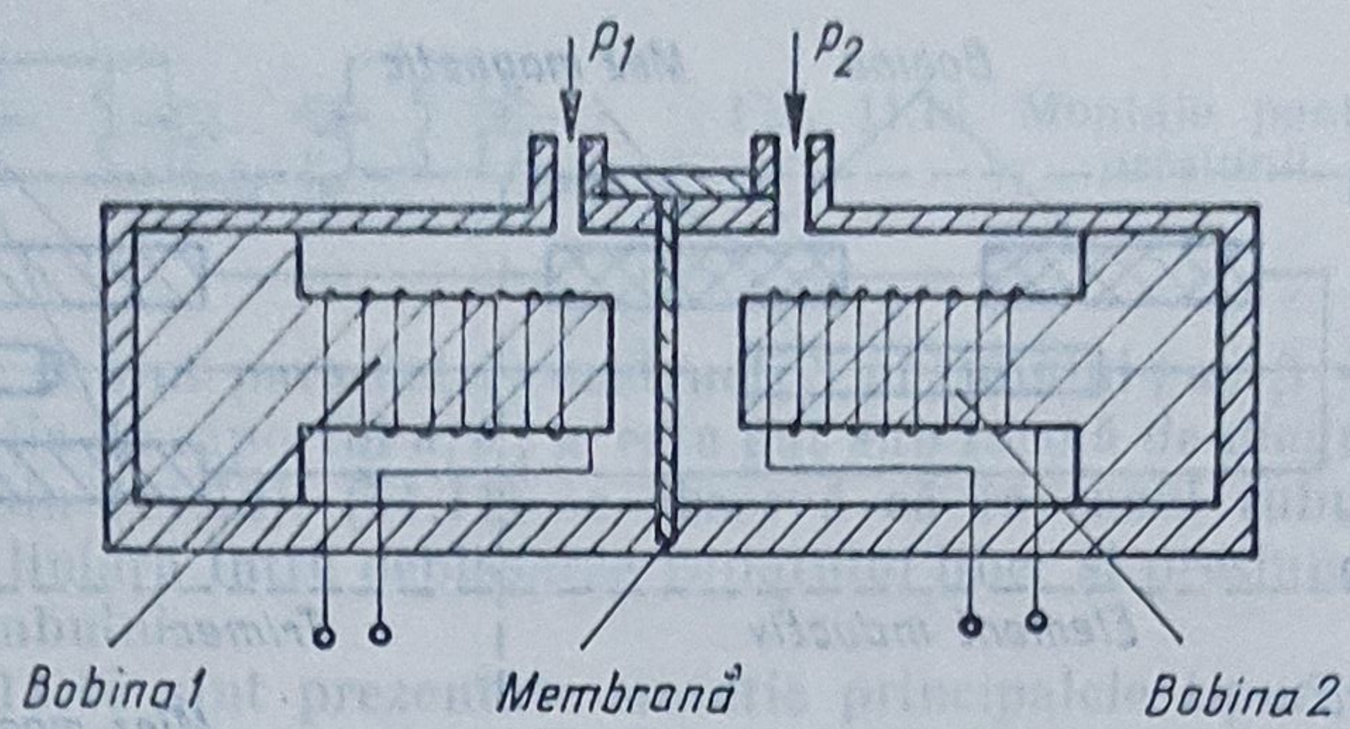


Fig. 11.19. Element de conversie fără cuplare.

În figura 11.19 este prezentată o astfel de variantă constructivă.

Membrana este executată dintr-un material cu o bună permeabilitate magnetică. În momentul în care în element se introduc presiunile p_1 și p_2, membrana se deformează modificînd lungimea circuitului magnetic care se închide prin aer, pentru ambele bobine, în sensul că, pentru o bobină, acesta crește, iar pentru cealaltă descrește (cu aceeași cantitate); se modifică astfel reluctanțele magnetice și deci inductanțele celor două bobine. Dacă se utilizează o schemă de măsurare în punte de impedanțe, cu două brațe active (cele două inductanțe variabile), tensiunea de dezechilibru reprezintă o măsură a diferenței de presiune $p_1 - p_2$. În general astfel de elemente de conversie se folosesc pentru măsurarea presiunilor diferențiale joase, dar, la o dimensionare corespunzătoare a membranei, pot fi utilizate și la presiuni înalte. Miezurile magnetice, pe care sînt înfășurate bobinele celor doi electromagneți, sînt de regulă în formă de E, iar tot ansamblul este acoperit cu un material nemagnetic astfel încît să fie insensibil la variațiile de presiune și să nu aibă de suferit la contactul cu fluidul a cărui presiune este măsurată. Pentru minimizarea erorilor datorite vibrațiilor, membranele sînt subțiri, ușoare și pretensionate.

O altă variantă constructivă, care se bazează pe același principiu de funcționare, se poate obține în locul membranei este utilizat un tub Bourdon. Mișcarea capătului liber al acestuia provoacă mișcarea unei armături metalice care joacă rolul membranei din situația prezentată anterior. Aceste elemente sînt destinate în general măsurărilor de presiune absolută și diferențială. În prima situație, întreg ansamblul este capsulat și vidat în interior, iar în cel de al doilea, în elementul de conversie este admisă o presiune de referință (care poate să fie și presiunea atmosferică).

Ambele situații prezentate sînt afectate de erori datorită variațiilor de temperatură. Minimizarea acestor erori se poate face prin utilizarea acelorași materiale la confecționarea membranei, inelului de prindere a acesteia, precum și a celorlalte elemente ale senzorului (în prima variantă), sau a unor aliaje speciale pentru tubul Bourdon (în a doua variantă).

Elemente de tip capacitiv. Traductoarele de presiune capacitive se bazează pe conversia presiunii într-o variație a unei capacități. Această

conversie este posibilă, dacă o armătură a capacității respective este un element sensibil elastic (de regulă o membrană), astfel încît săgeata care apare la aplicarea unei presiuni modifică distanța dintre armături și deci capacitatea inițială.

În figura 11.20 este prezentat cazul unei capacități care are o armătură fixă, cealaltă fiind constituită de o membrană încastrată la ambele capete. Sub efectul presiunii de măsurat, membrana se deformează luînd forma unei calote sferice.

Presupunînd membrana cu o rigiditate mică la încovoiere, săgeata y, corespunzătoare unei raze r, este dată de relația

$$y = \frac{2S}{p}\left[\left\{1-\left(\frac{rp}{2S}\right)^2\right\}^{1/2} - \left\{1-\left(\frac{ap}{2S}\right)^2\right\}^{1/2}\right] \tag{11.13}$$

unde S este tensiunea în membrană (N/m);

p — presiunea fluidului (N/m²);

a, y, r — în (m).

Ecuația de mai sus se poate rescrie sub forma unei serii

$$y = \frac{p}{4S}\left[(a^2-r^2) + \frac{1}{16}\left(\frac{p}{S}\right)^2(a^4-r^4) + \frac{1}{512}\left(\frac{p}{S}\right)^4(a^6-r^6) + \ldots\right] \tag{11.14}$$

Dacă $(h/a)^2 \leqslant 1$

$$y = \frac{p}{4S}(a^2-r^2) \tag{11.15}$$

Capacitatea parțială dC (în F) în zona cea mai apropiată a sferei (are distanța între armături dr) este dată de

$$dC = \frac{\varepsilon_0 2\pi r\, dr}{d-y} \tag{11.16}$$

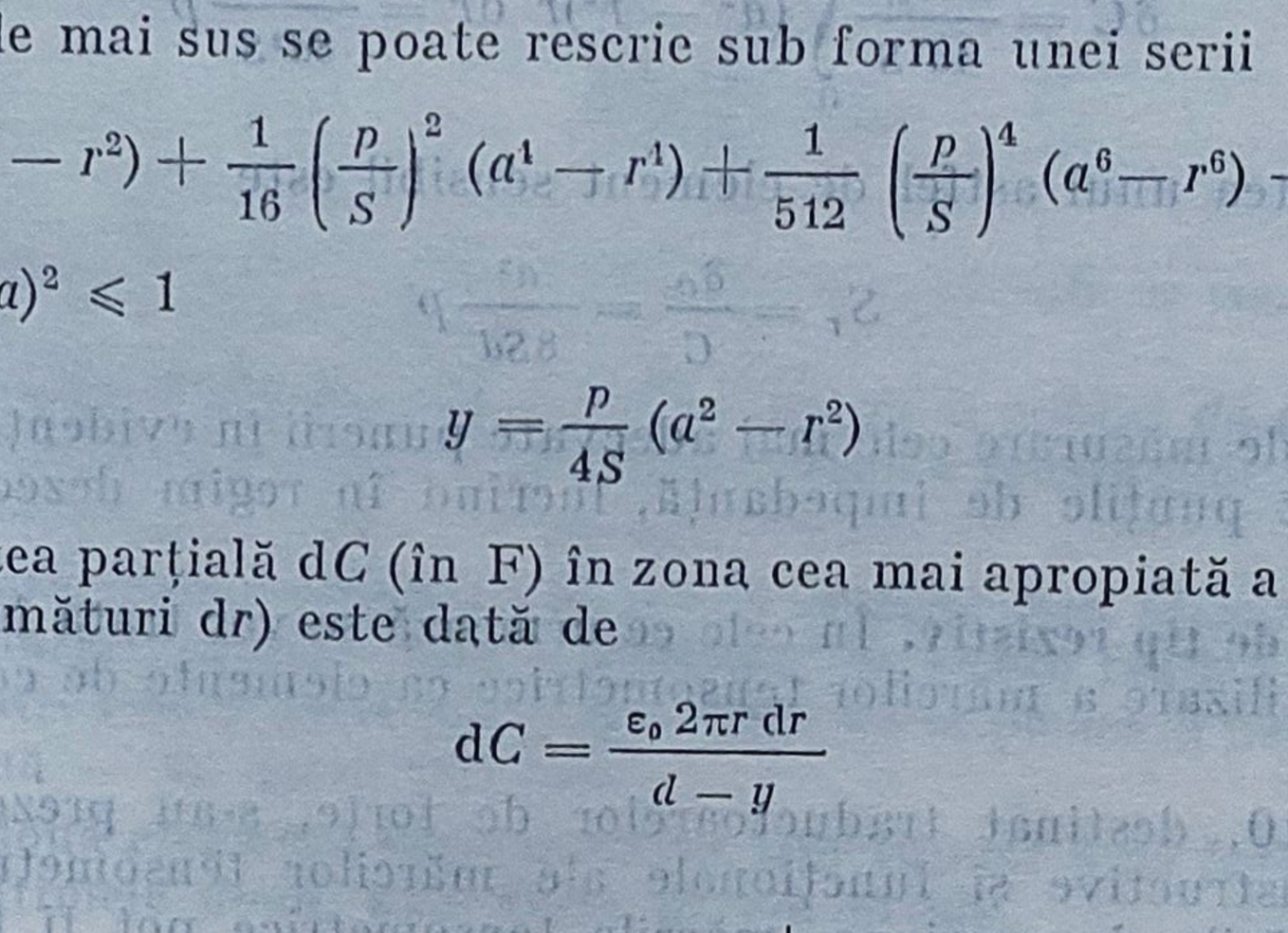


Fig. 11.20. Element de conversie capacitiv.

În cazul deformărilor mici, $1/d - y$ poate fi aproximat prin

$$\frac{1}{d-y} = \frac{1}{d}\left(1+\frac{y}{d}\right) \quad (y/d) \leqslant 1 \tag{11.17}$$

și deci capacitatea totală, considerînd întreaga suprafață sferică, este

$$C_{total} = C_{inițial} + \delta C = \int_0^a dC = \frac{2\pi\varepsilon_0}{d}\int_0^a \left(1+\frac{y}{d}\right) r\ dr \tag{11.18}$$

Substituind (11.14), se obține în cazul deformărilor mici

$$C_{total} = \frac{2\pi\varepsilon_0}{d}\left\{\frac{a^2}{2} + \frac{p}{4dS}\int_0^a (a^2 - r^2) r\ dr \right. \tag{11.19}$$

în care

$$\delta C = \frac{2\pi\varepsilon_0 p}{4d^2 S}\int_0^a (a^2 - r^2) r\ dr = \frac{\pi\varepsilon_0 a^2}{8d^2 S} p \tag{11.20}$$

Sensibilitatea unui astfel de element sensibil este

$$S_r = \frac{\delta_C}{C} = \frac{a^2}{8Sd} p \tag{11.21}$$

Schemele de măsurare cele mai adecvate punerii în evidență a variațiilor capacitive sînt punțile de impedanță, lucrînd în regim dezechilibrat (vezi cap. 7).

Elemente de tip rezistiv. În cele ce urmează se vor trata în special posibilitățile de utilizare a mărcilor tensometrice ca elemente de conversie suplimentare.

În cap. 10, destinat traductoarelor de forțe, s-au prezentat pe larg principiile constructive și funcționale ale mărcilor tensometrice.

În măsurările de presiune, mărcile tensometrice pot fi folosite într-o gamă largă de variante constructive.

În figura 11.21 *a*, *b*, *c*, sînt prezentate cîteva dintre acestea, destinate măsurărilor de presiune absolută.

Presiunea de măsurat este transformată într-o deformare a elementului sensibil elastic, care se transmite (ca un moment de încovoiere) tijei rigide *3*, avînd un punct de fixare. Mărcile tensometrice fixate pe aceasta, sesizează respectiva deformare și o transformă într-o variație corespunzătoare a rezistenței electrice.

Pentru măsurări de presiuni diferențiale, montajul se completează cu a doua cameră de presiune, funcționînd identic cu prima. Cele două elemente elastice pot fi cuplate pe aceeași tijă rigidă sau pot avea tije diferite (situații în care se utilizează patru mărci tensometrice). Aceste elemente sensibile pot fi proiectate să aibă o bună stabilitate a parametrilor funcționali la variațiile de temperatură, datorită simetriei montajului.

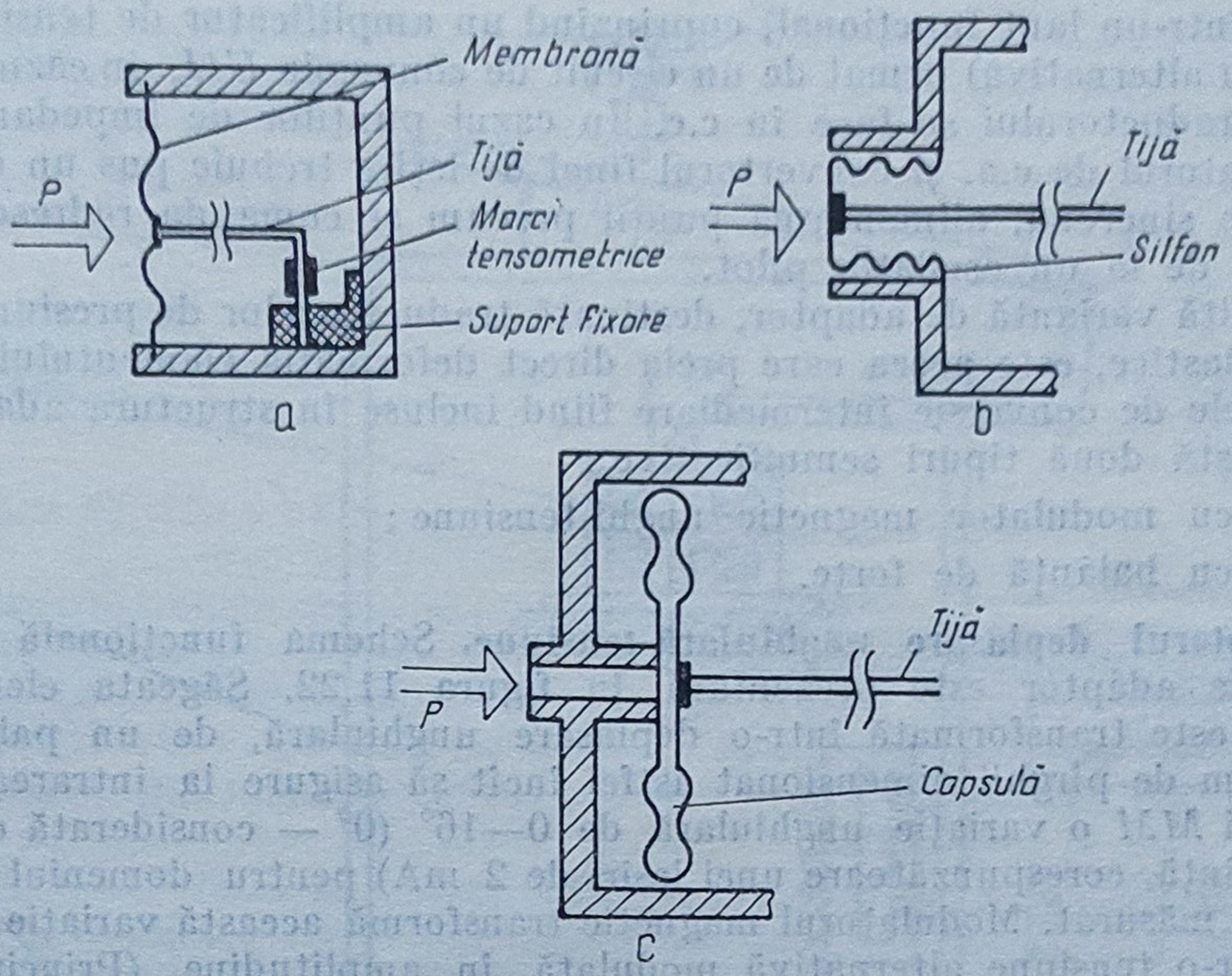


Fig. 11.21. Mărci tensometrice utilizate ca elemente de conversie.

În locul elementelor elastice, pot fi utilizate și tuburi de compresie. Astfel de dispozitive pot fi utilizate pentru măsurarea presiunilor înalte, datorită rigidității sporite.

O altă variantă constructivă se poate realiza prin plasarea unor mărci tensometrice direct pe fața unei membrane. Se poate realiza astfel o punte completă rezistivă dacă două mărci tensometrice se plasează pe circumferință, iar altele două — în jurul centrului.

Primele două elemente tensorezistive sînt supuse unei forțe de întindere radiale, iar ultimele două, unei forțe de compresie.

Ca o observație finală, trebuie remarcat că, ținînd seama de (11.1) toate montajele pentru măsurarea forțelor prezentate în cap. 10, care utilizează mărcile tensometrice pot fi folosite la măsurarea presiunilor, cu condiția ca suprafața S să fie bine determinată.

11.2.5. **Adaptoare pentru elemente sensibile elastice**

Utilizarea unor elemente de presiune elastice permite construirea unor scheme de adaptare electronice, dacă acestor elemente primare le sînt asociate elementele de conversie intermediare descrise. În această situație, presiunea de măsurat este convertită într-o variație a unui parametru electric de circuit (R, L, C). Ca atare adaptorul presupune o schemă de tip punte (Wheatstone dacă este vorha de R — vezi cap. 7 și 10, sau o punte de impedanțe dacă este vorba de L, C) a cărui tensiune de dezechilibru este pre-

lucrată într-un lanț funcțional, cuprinzînd un amplificator de tensiune (continuă sau alternativă) urmat de un circuit de conversie *U/I*, în cazul în care ieșirea traductorului se face în c.c. În cazul punților de impedanțe, între amplificatorul de c.a. și convertorul final de ieșire trebuie pus un circuit de redresare sincronă, alimentarea punții precum și comanda redresorului făcîndu-se de la un oscilator pilot.

O altă variantă de adaptor, destinată traductoarelor de presiune cu elemente elastice, este aceea care preia direct deformația elementului sensibil, elementele de conversie intermediare fiind incluse în structura adaptorului.

Există două tipuri semnificative :

— cu modulator magnetic unghi-tensiune ;

— cu balanță de forțe.

Adaptorul deplasare unghiulară-tensiune. Schema funcțională a unui astfel de adaptor este prezentată în figura 11.22. Săgeata elementului sensibil este transformată într-o deplasare unghiulară, de un palpator și un sistem de pîrghii dimensionat astfel încît să asigure la intrarea modulatorului *MM* o variație unghiulară de 0—16° (0° — considerată o poziție de referință, corespunzătoare unei ieșiri de 2 mA) pentru domeniul de presiuni de măsurat. Modulatorul magnetic transformă această variație unghiulară într-o tensiune alternativă modulată în amplitudine. (Principiul său de funcționare a fost descris în cap. 7). Această tensiune este amplificată de *ACA*, redresată de demodulatorul sincron *DM*, și transformată în c.c. de etajul final *E.F.* Tensiunea alternativă necesară excitării modulatorului magnetic și comandării lui *DM* este furnizată de un oscilator pilot *OSC.*

Adaptoare bazate pe principiul balanței de forțe. Traductorul prezentat în schema de principiu din figura 11.25 măsoară presiunea relativă (diferența dintre presiunea de proces și presiunea atmosferică), pe care o convertește în semnal electric unificat în gama 4...20 mA c.c. Din punct de vedere constructiv traductorul se compune din 2 subansambluri :

— elementul sensibil, cuprinzînd camere de presiune formate din membrană, carcasă, capac și pîrghia de transmitere a forței (pe care o convertește în deplasare) ;

— adaptorul, care furnizează semnalul electric unificat, compus din detector inductiv, amplificator și oscilator electronic, bobină mobilă de reacție și sistemul de pîrghii de transmitere și multiplicare a forței de reacție.

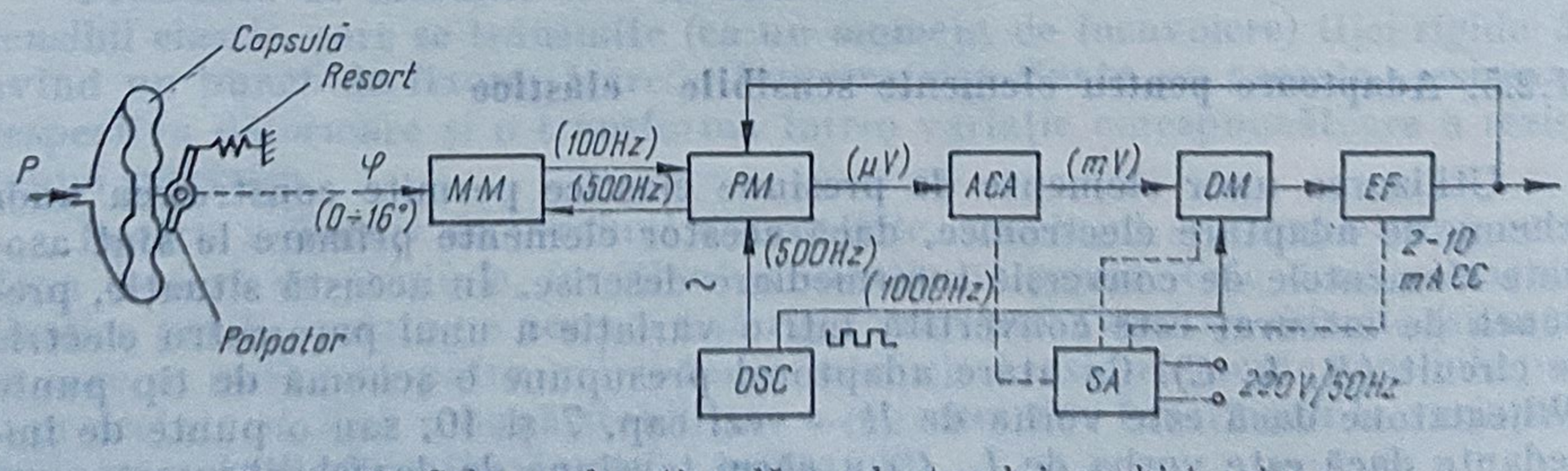


Fig. 11.22. Schema funcțională a adaptorului unghi-tensiune.

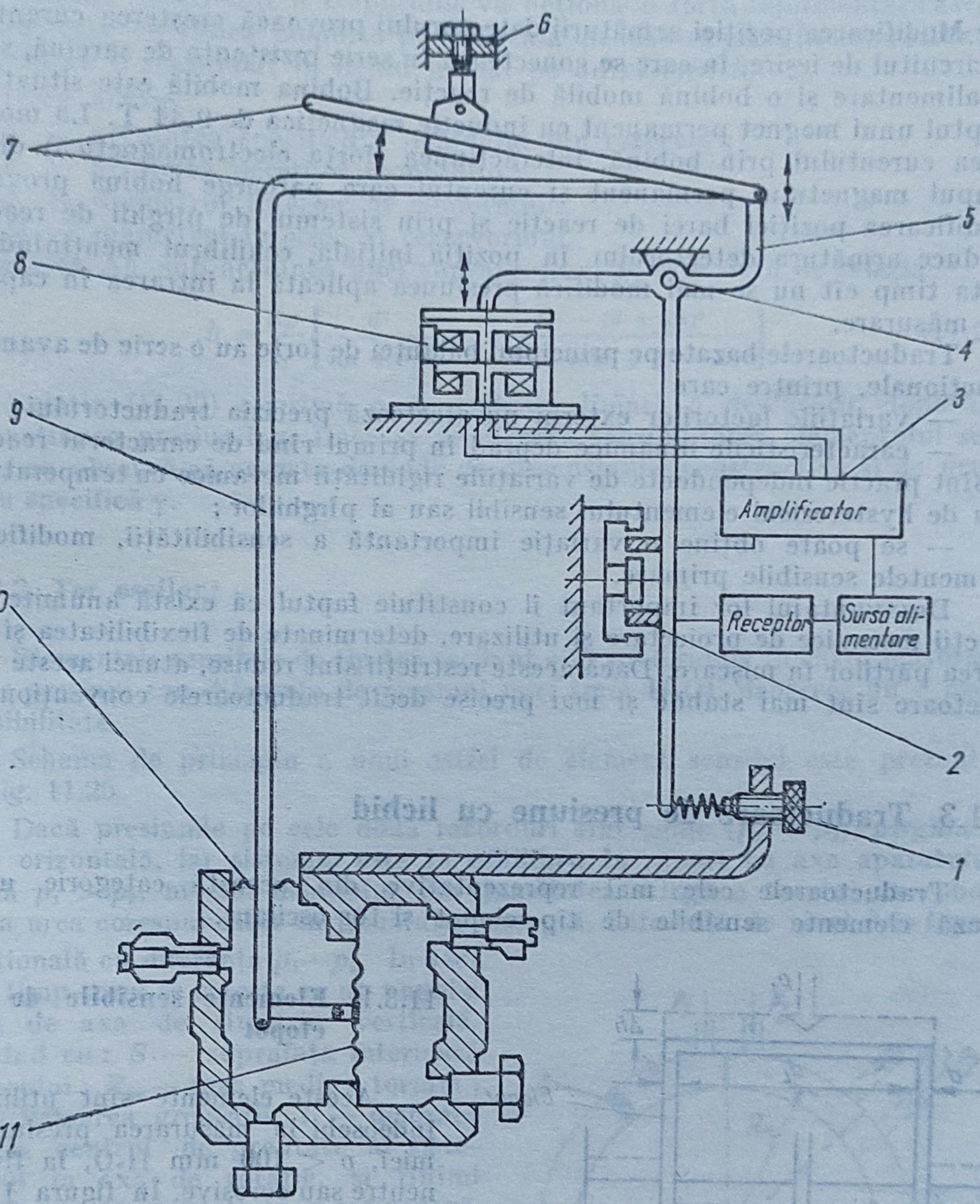


Fig. 11.23. Schema de principiu a traductorului :
1 — reglaj zero ; *2* — bobină reacție ; *3* — bloc amplificator+oscilator ; *4, 5, 7, 9* — pîrghii ; *6* — reglaj gamă ; *8* — detector inductiv ; *10* — membrană de trecere ; *11* — element sensibil.

Funcționare. O creștere a presiunii aplicate provoacă deformarea membranei și, prin aceasta, deplasarea barei principale de forță. Printr-un sistem de pîrghii se produce deplasarea armăturii unui traductor inductiv de tip transformator (detector inductiv) a cărui înfășurare primară este alimentată cu tensiunea sinusoidală furnizată de un oscilator. Înfășurarea secundară este conectată la intrarea unui amplificator, care constituie, împreună cu oscilatorul, blocul electronic, realizat integral pe aceeași placă.

Modificarea poziţiei armăturii detectorului provoacă creşterea curentului în circuitul de ieşire, în care se conectează în serie rezistenţa de sarcină, sursa de alimentare şi o bobină mobilă de reacţie. Bobina mobilă este situată în dreptul unui magnet permanent cu inducţie magnetică de 0,34 T. La modificarea curentului prin bobină, interacţiunea (forţa electromagnetică) dintre cîmpul magnetului permanent şi curentul care parcurge bobina provoacă modificarea poziţiei barei de reacţie şi prin sistemul de pîrghii de reacţie, readuce armătura detectorului în poziţia iniţială, echilibrul menţinîndu-se atîta timp cît nu se mai modifică presiunea aplicată la intrarea în capsula de măsurare.

Traductoarele bazate pe principiul balanţei de forţe au o serie de avantaje funcţionale, printre care

— variaţiile factorilor externi nu afectează precizia traductorului;

— caracteristicile dinamice depind în primul rînd de caracterul reacţiei şi sînt practic independente de variaţiile rigidităţii mecanice cu temperatura, sau de hysterezisul elementului sensibil sau al pîrghiilor;

— se poate obţine o variaţie importantă a sensibilităţii, modificînd elementele sensibile primare.

Dezavantajul lor important îl constituie faptul că există anumite restricţii mecanice de proiectare şi utilizare, determinate de flexibilitatea şi frecarea părţilor în mişcare. Dacă aceste restricţii sînt reduse, atunci aceste traductoare sînt mai stabile şi mai precise decît traductoarele convenţionale.

11.3. Traductoare de presiune cu lichid

Traductoarele cele mai reprezentative din această categorie utilizează elemente sensibile de tip clopot şi tor oscilant.

11.3.1. Elemente sensibile de tip clopot

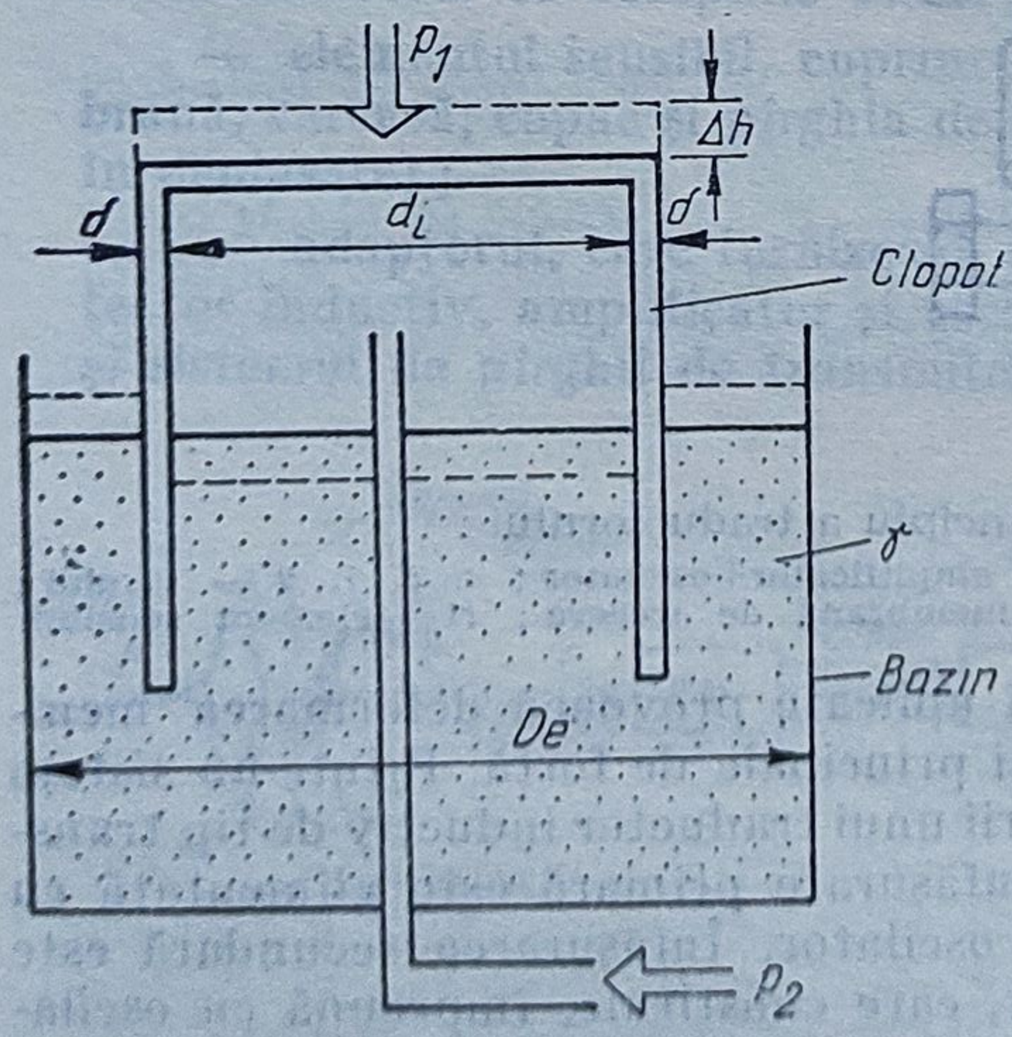


Fig. 11.24. Element sensibil tip clopot.

Aceste elemente sînt utilizate îndeosebi la măsurarea presiunilor mici, $p < 100$ mm H_2O, la fluide neutre sau corosive. În figura 11.24 este prezentată schema principială a unui astfel de element.

În starea iniţială, cînd p este egală cu presiunea atmosferică, clopotul este scufundat în lichid pe o adîncime h la care greutate clopotului G este echilibrată de greutatea volumului de lichid dislocuit. Dacă sub clopot se introduce o presiune $p >$ presiunea atmosferică,

pe suprafața interioară a clopotului va acționa o forță suplimentară ascensională, care va ridica clopotul pe verticală cu distanța Δh. În noua situație, clopotul va fi scufundat în lichid numai pe adîncimea h_1.

Dacă notăm :

γ — greutatea specifică a lichidului din rezervor ;
δ — grosimea pereților clopotului ;
d — diametrul interior al clopotului ;
D — diametrul interior al rezervorului,

deplasarea Δh, sub acțiunea unei suprapresiuni p, este dată de relația

$$h = \frac{\Delta p}{\gamma}\left[\frac{d^2}{4(d+\delta)\delta} - \frac{D^2-(d+2\delta)^2}{D^2-4\delta(d+\delta)-D_i}\right] \qquad (11.22)$$

Relația (11.22) exprimă o dependență liniară a deplasării clopotului sub acțiunea presiunii p. Dacă se analizează sensibilitatea elementului sensibil, se observă că aceasta depinde de dimensiunile constructive și de greutatea specifică γ.

11.3.2. Tor oscilant

Elementele sensibile de tip tor oscilant sînt preferabile în cazul măsurării unor presiuni sau diferențe de presiuni mici (mm H_2O), deoarece au o mare sensibilitate.

Schema de principiu a unui astfel de element sensibil este prezentat în fig. 11.25.

Dacă presiunile pe cele două racorduri sînt egale ($p_1 = p_2$), pîrghia T este orizontală, iar sistemul este în echilibru în raport cu axa aparatului. Dacă $p_1 > p_2$, nivelul lichidului din jumătatea stîngă a torului va coborî și va urca corespunzător în jumătatea dreaptă. Diferența de nivel h va fi proporțională cu diferența $p_1 - p_2$. În același timp torul se rotește cu un unghi α față de axa de simetrie verticală. Notînd cu : S — suprafața interioară a torului ; R_m — raza medie a torului ; G — valoarea greutății ; l — distanța de la centrul de greutate al sistemului la axa de rotație, și ținînd seama de momentele care acționează asupra torului rezultă

$$\Delta p = p_1 - p_2 = \frac{Gl}{SR_m}\sin\alpha \qquad (11.23)$$

Rezultă că torul oscilant transformă diferența de presiune într-un unghi, relația de funcționare fiind neliniară.

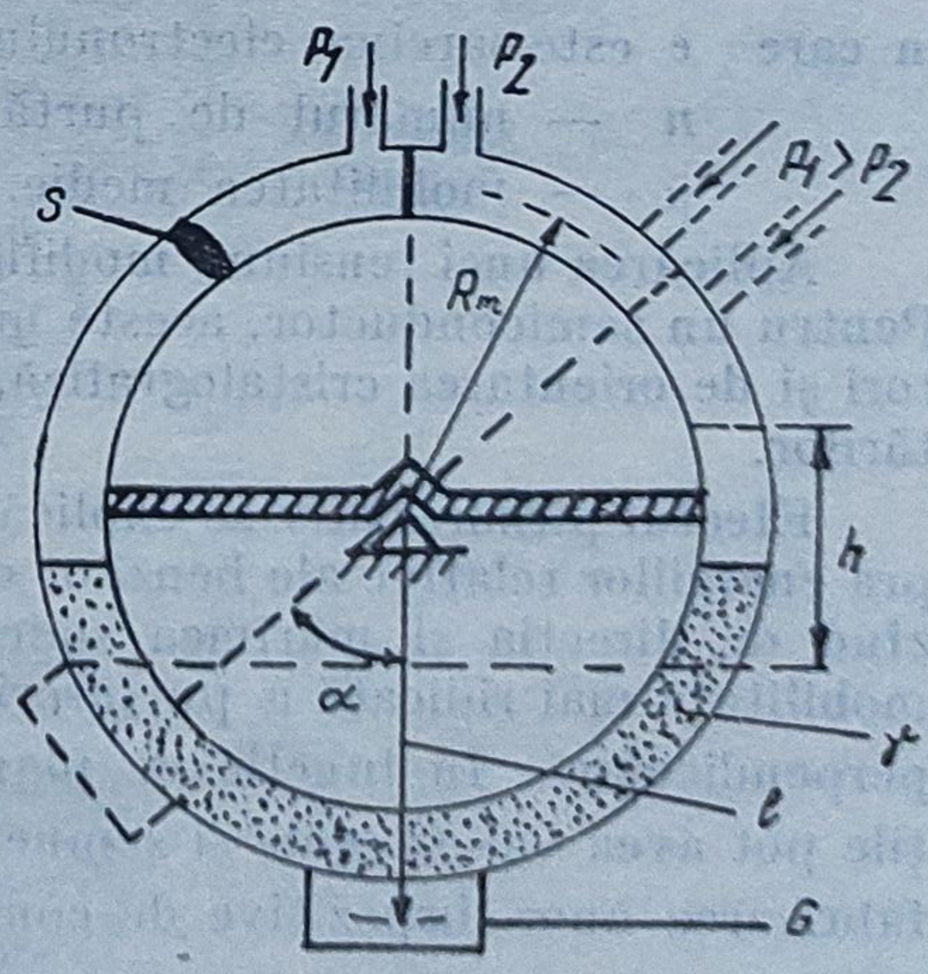


Fig. 11.25. Element sensibil tip oscilant.

Sensibilitatea sistemului este cu atît mai mare, cu cît S, R_m sînt mai mari, iar G și l mai mici. Domeniul de măsurare variază de la cîțiva mmH_2O la 2 500 mm H_2O (0,25 at).

* * *

Deoarece aceste elemente sensibile au ca mărimi de ieșire o deplasare liniară sau unghiulară, se pot asocia cu dispozitive de conversie intermediară și adaptoare similare cu cele descrise în 11.2.4.

11.4. Traductoare de presiune cu elemente piezorezistive

Utilizarea elementelor piezorezistive a permis crearea în ultimii ani a unei categorii de elemente sensibile care au proprietatea remarcabilă de a îngloba în aceeași unitate constructivă și dispozitivul de conversie intermediară.

Aplicarea industrială a acestei metode a condus la construcția unei game foarte variate de traductoare de presiune atît ca domenii de lucru (game de presiune), cît și ca destinație.

Piezorezistivitatea reprezintă proprietatea unui corp de a-și varia rezistivitatea (deci rezistența electrică) sub acțiunea unui cîmp de tensiuni (mecanice) la care este supus. Fenomenul apare mai puternic în cazul unor semiconductoare. Modificările de rezistență se produc atît pentru variații statice, cît și dinamice.

Rezistivitatea unui semiconductor se determină:

$$\rho = \frac{1}{en\mu} \tag{11.24}$$

în care e este sarcina electronului;

n — numărul de purtători;

μ — mobilitatea medie.

Aplicarea unei tensiuni, modifică numărul de purtători și mobilitatea lor. Pentru un semiconductor, aceste modificări depind de concentrația de purtători și de orientarea cristalografică, în raport cu direcția de aplicare a solicitărilor.

Efectul piezorezistiv se explică prin influența deformărilor mecanice asupra energiilor relative ale benzilor de conducție și de valență, influență depinzînd de direcția și mărimea solicitărilor (presiune). Deformările produc o mobilitate mai ridicată a purtătorilor pe o anumită direcție, față de direcția perpendiculară. În funcție de planul cristalografic și de direcție, mobilitățile pot avea valori egale și semne opuse pe diverse direcțn, ceea ce permite fabricarea unor dispozitive de compensare intrinsecă la variațiile de temperatură.

Variația rezistenței unui corp cu alungirea se poate deduce definind un *factor piezorezistiv*, avînd valoarea :

$$K = 1 + 2\nu + \pi E_0 \qquad (11.25)$$

în care : ν este coeficientul lui Poisson ; E_0 — modulul de elasticitate al semiconductorului.

Primii doi termeni reprezintă variațiile dimensionale ale cristalului, în timp ce ultimul reprezintă variațiile rezistivității cu solicitările exterioare.

Prin introducerea de impurități semiconductoare, se poate obține o mare varietate de caracteristici funcționale. Pentru semiconductoarele cu un număr ridicat de purtători, factorul K devine independent de alungire.

Aplicațiile industriale ale piezorezistivității în domeniul măsurărilor de presiune se fac în special, prin elemente rezistive difuzate într-o diafragmă de monocristal de siliciu. Spre deosebire de mărcile tensometrice (vezi cap. 10), la care factorul de marcă depinde de forma dispozitivului, la elementele sensibile piezorezistive acest factor are forma :

$$G = (1/\varepsilon)\,\frac{\Delta\rho}{\rho}$$

în care ρ are forma din (11.24).

În figura 11.26 este prezentat un senzor difuzat piezorezistiv (fabricație Honeywell).

Utilizarea senzorilor în elemente sensibile pentru măsurarea presiunilor se face diferențiat atît constructiv, cît și tehnologic, funcție de tipul de presiune măsurat.

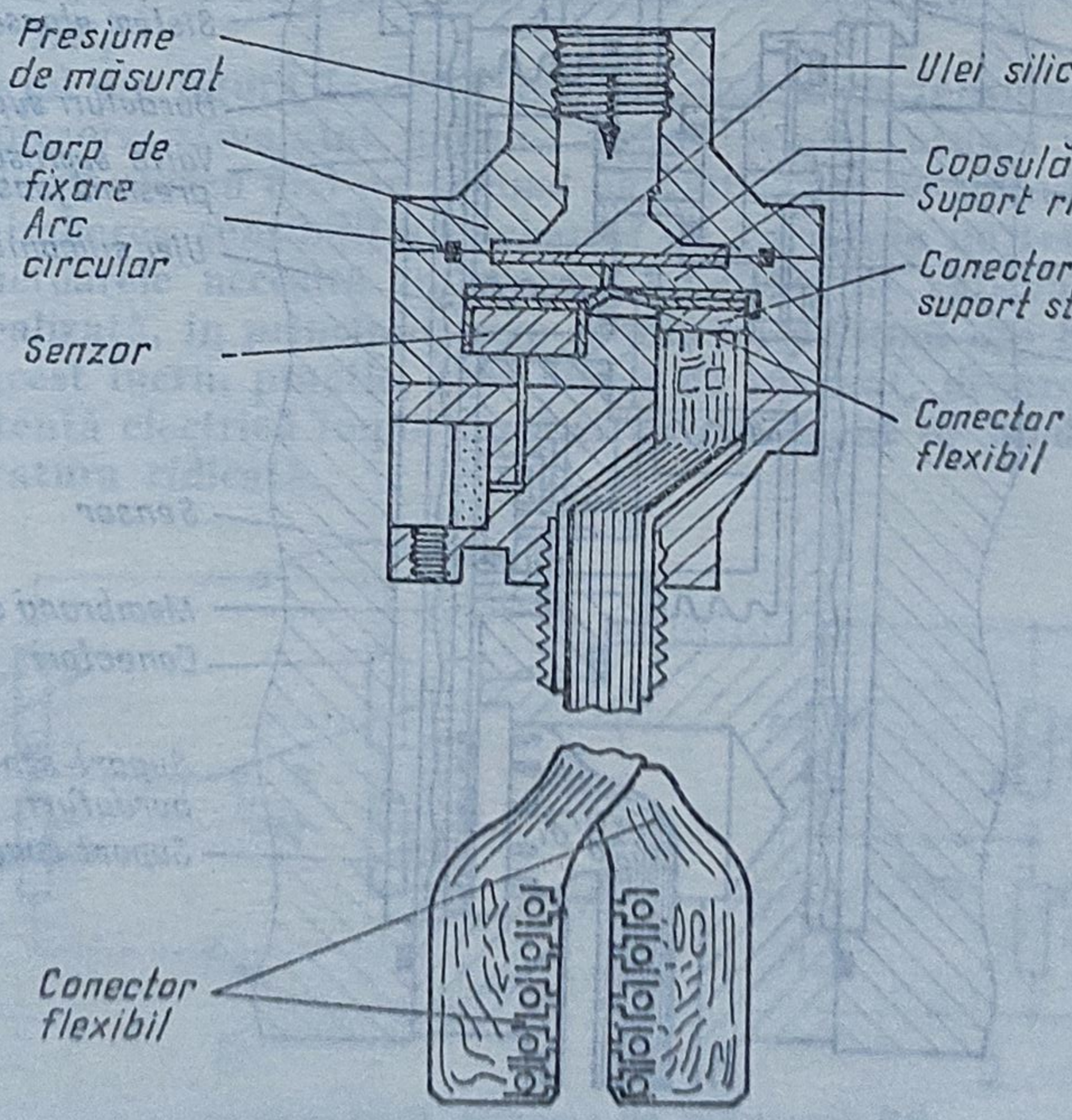


Fig. 11.26. Detaliu constructiv — senzor piezorezistiv.

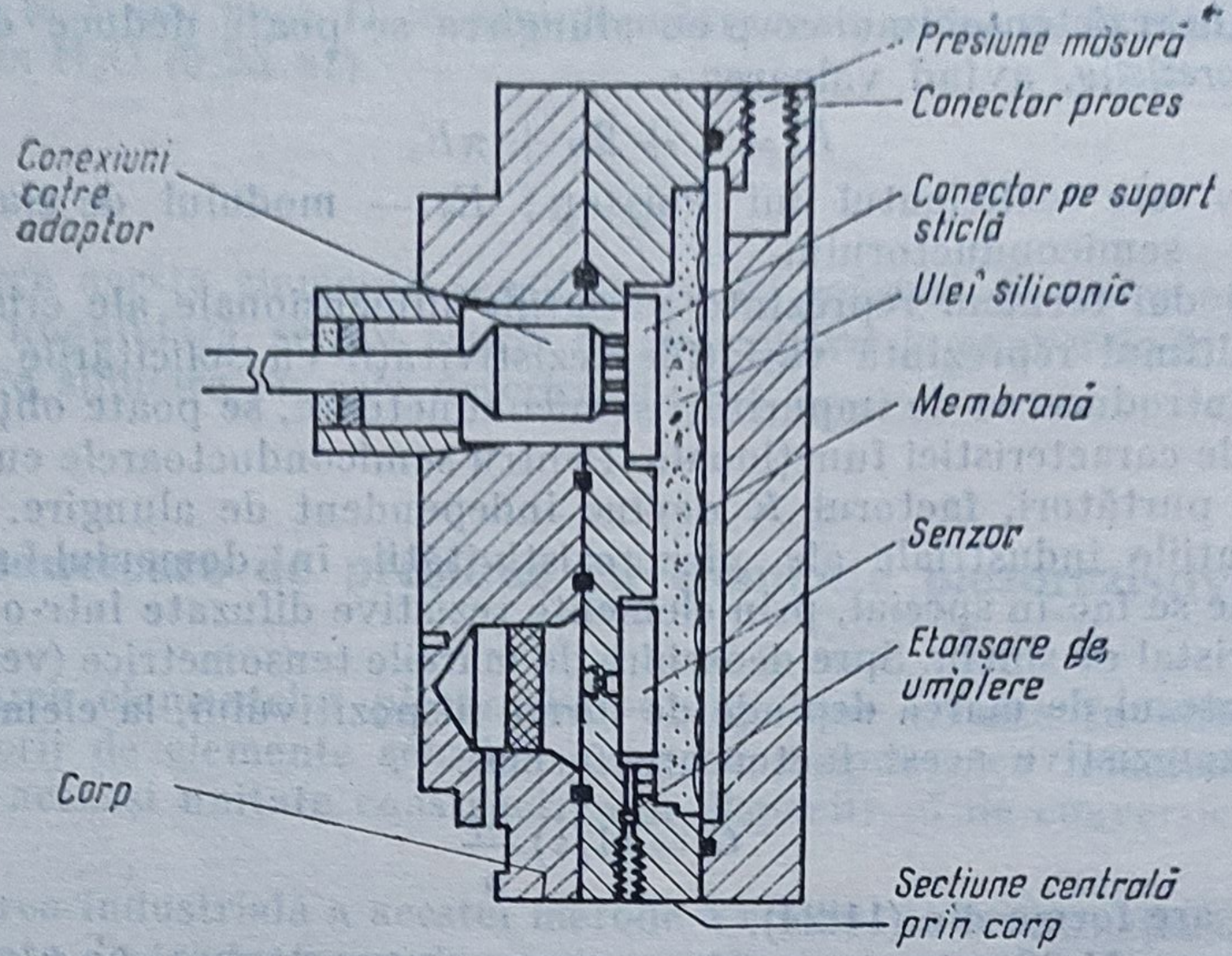


Fig. 11.27. Element destinat măsurărilor de presiune absolută.

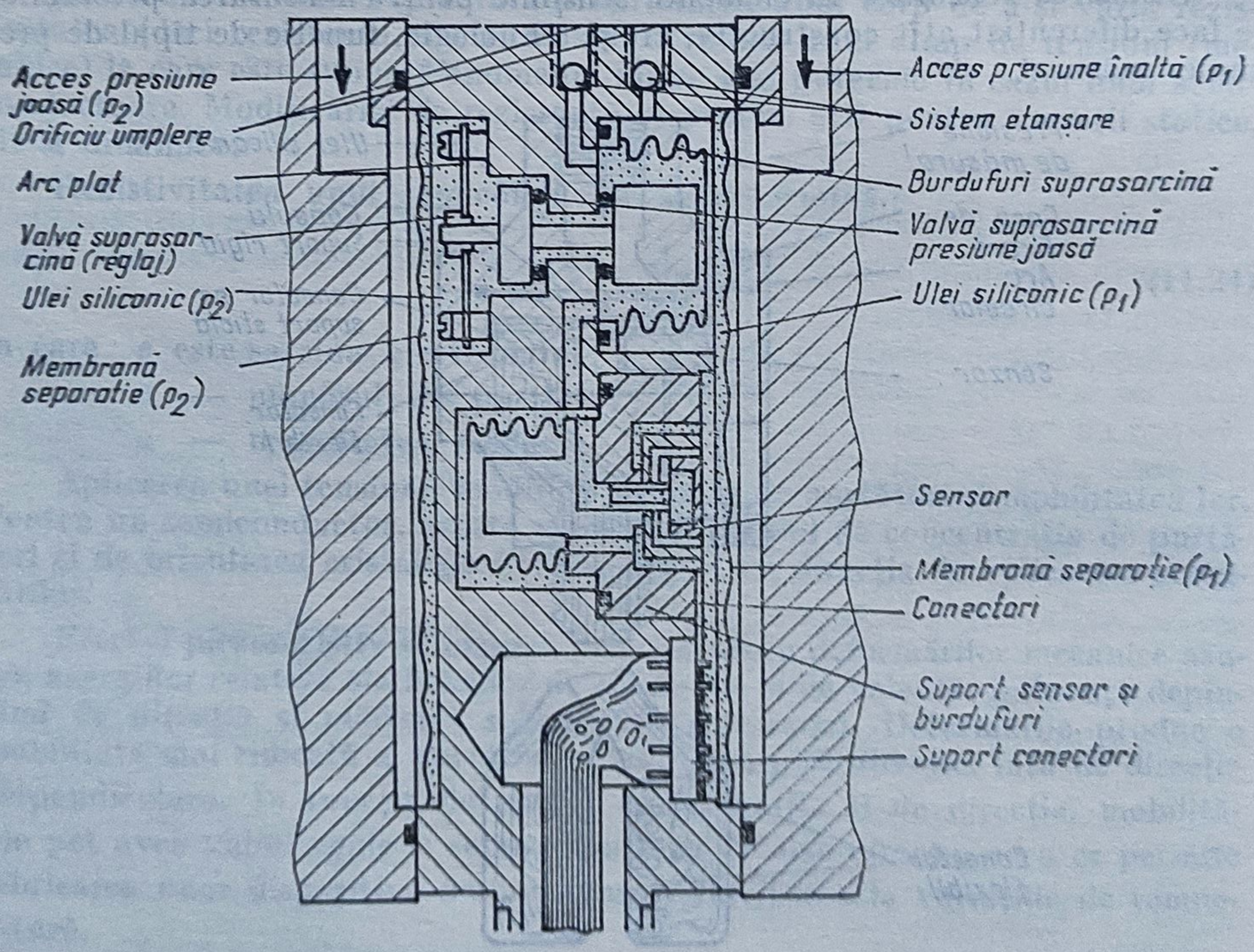


Fig. 11.28. Element destinat măsurărilor de presiune diferențială.

În figura 11.27 este prezentat un element sensibil destinat măsurărilor de presiune absolută, care poate măsura (prin anumite modificări constructive) presiuni absolute între 1,3 kPa și 1 723 kPa.

În figura 11.28 este prezentat un element sensibil destinat măsurărilor de presiune diferențială.

Adaptoare pentru elemente sensibile piezorezistive. Elementele sensibile piezorezistive s-au impus în măsurările de presiune cunoscînd un vîrf de utilizare în cadrul programului Apollo. Pe plan mondial, se utilizează în general două tipuri de elemente piezorezistive, bazate pe siliciu : elemente obținute prin depuneri în vid de pastile de siliciu pe un suport, sau elemente obținute prin siliciu difuzat.

Elementele piezorezistive *EP* sînt rareori utilizate ca elemente singure, în măsurările de presiune și aceasta datorită unei dificultăți foarte serioase, aceea de a separa modificările de rezistență datorite, pe de o parte, efortului mecanic (presiuni), iar pe de altă parte, variațiilor de temperatură.

De regulă, ele se montează sau în schemele de tip jumătate de punte, sau de tip punte completă, deoarece în aceste situații efectele pot fi separate (fig. 11.29, *a*, *b*).

Amplasarea *EP* se face de așa manieră, încît variațiile de rezistență provocate de presiunea de măsurat să fie de semne contrare. În figura 11.30 este prezentată o astfel de amplasare a 4 *EP* pe suprafața unei diafragme *D*. Dacă asupra acestei diafragme se exercită o presiune *p*, atunci conform diagramei de efort din figura 11.30, *b*, EP_1 și EP_2 sînt supuse la un efort de tensiune, iar EP_3 și EP_4 la un efort de compresie, ceea ce face ca modificările de rezistență ale lui EP_1 și EP_2 să fie de sens invers față de cele care apar în cazul lui EP_3 și EP_4.

Montajul din figura 11.29, *a* este un divizor de tensiune. Dacă cele două elemente piezorezistive sînt judicios alese (termic), atunci variațiile de temperatură nu provoacă nici un semnal parazit ; ceea ce trebuie compensat este numai schimbarea sensibilității schemei cu variațiile de temperatură.

Traductoarele necesită în general facilități de calibrare, operație care poate fi realizată, în principiu, prin montarea pe unul din brațe a unui șunt rezistiv. Acest lucru, practic, este dificil de realizat, deoarece de regulă *EP* au o rezistență electrică importantă și un coeficient de modificare a acesteia cu temperatura ridicată.

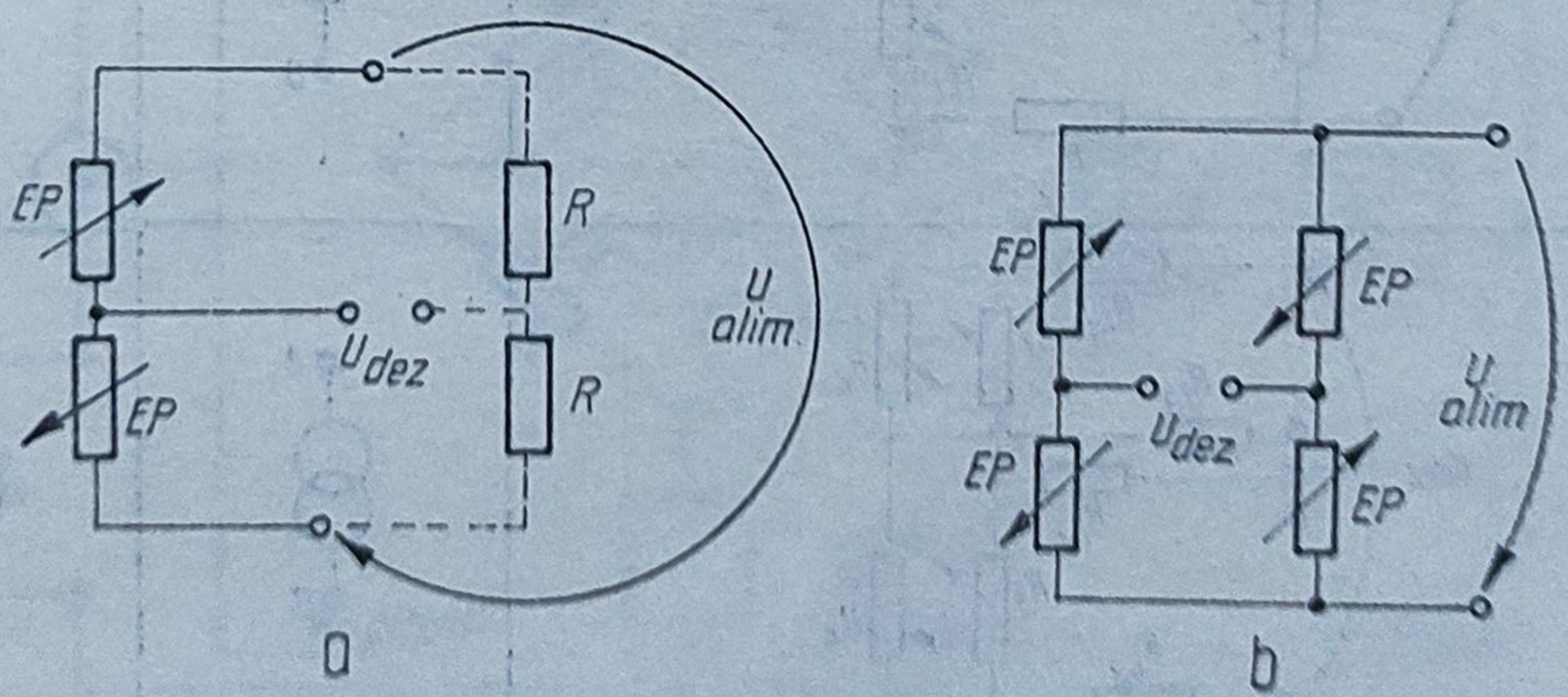


Fig. 11.29. Scheme de măsurare *EP*.

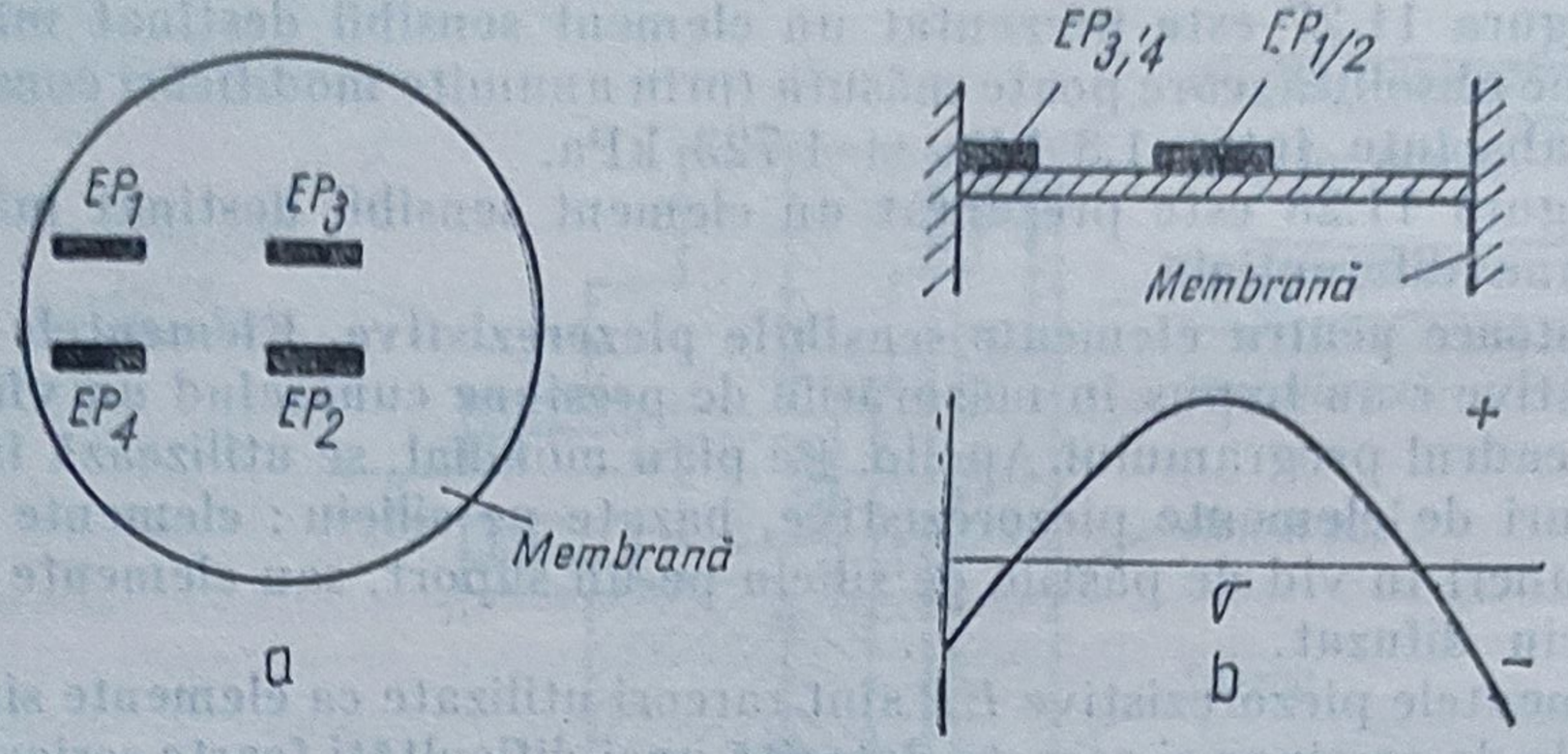


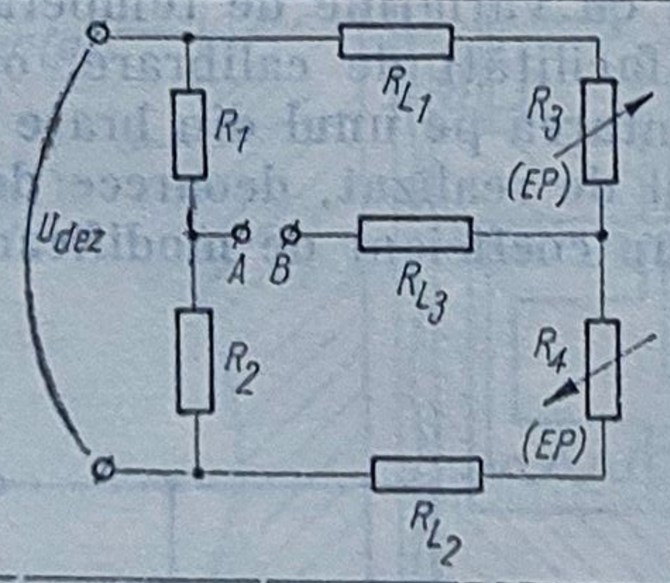
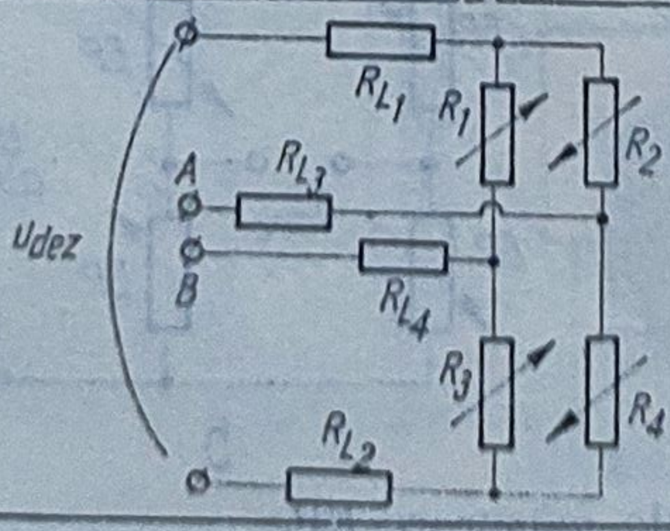
Fig. 11.30. Amplasarea *EP* pe o membrană.

Dacă se utilizează un montaj în punte completă, dar avînd numai două braţe active (*EP*), iar celelalte două pasive (rezistenţe obişnuite), atunci şuntul de calibrare poate fi montat pe unul din aceste braţe. În ceea ce priveşte alimentarea punţii, în practica curentă se utilizează trei tipuri de astfel de alimentări :

— alimentarea în curent constant, tensiune constantă, curenţi constanţi în opoziţie. În tabelul 11.3 sînt prezentate tensiunile de ieşire pentru diverse structuri de montaje alimentate în curent constant sau tensiune constantă.

Tabelul 11.3

Scheme de măsurare cu elemente piezorezistive

Structură punte	Alimentare în curent const.	Alimentare în tens. const.
		
		

În ceea ce privește al treilea tip de alimentare (curenți constanți de opoziție), schema de principiu pentru o structură de tip jumătate de punte Wheatstone este prezentată în figura 11.31.

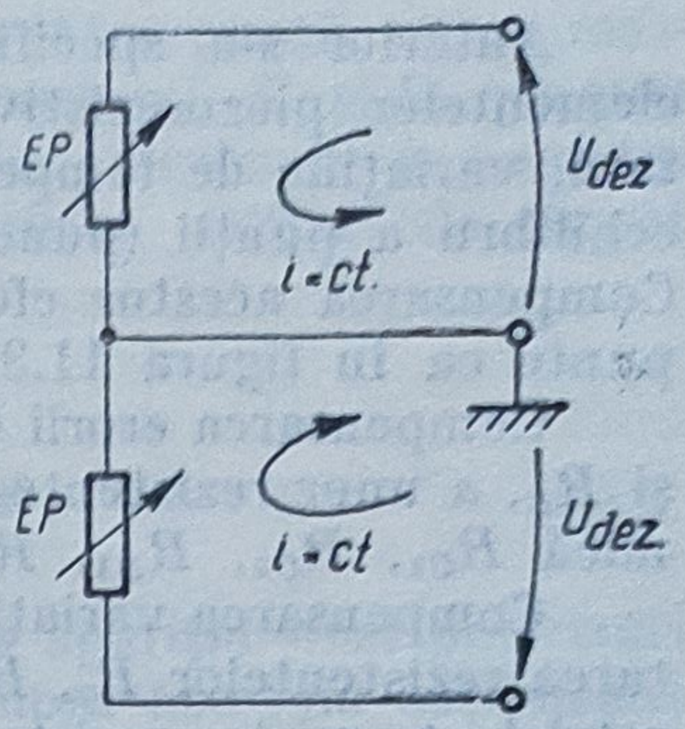


Fig. 11.31. Schemă de măsurare (alimentare în curent constant).

Două surse de curent constant excită cîte un braț activ, curenții întorcîndu-se la masă prin firul central. Tensiunea de ieșire U_{dez} este generată ca o diferență de potențial la extremitățile circuitului și apare numai atunci cînd rezistențele brațelor sînt diferite.

Dacă în cele două brațe variațiile rezistențelor sînt egale în valoare absolută (ΔR), atunci

$$U_{dez} = 2i\Delta R \qquad (11.26)$$

În cele ce urmează se va prezenta schema completă a unui adaptor, avînd în componență o punte cu 4 brațe active, alimentată în curent constant. Schema este concepută pe principiul transmisiei cu 2 fire (fig. 11.32). R_A, R_B, R_C, R_D sînt elemente piezorezistive montate ca în figura 11.29, *b*.

Cînd se aplică presiunea de măsurat, R_A și R_D își cresc rezistența, iar R_B și R_C și-o micșorează. Regulatorul de curent constant păstrează în diagonala de alimentare a punții un curent constant de 1 mA (0,5 mA prin fiecare jumătate de punte). În absența presiunii, puntea este echilibrată (potențialele în punctele E_1 și E_2 fiind egale).

Diferența de potențial din E_1 și E_2, care apare atunci cînd asupra elementului sensibil se aplică o presiune de măsurat, este introdusă într-un amplificator diferențial cu un factor de cîștig mare. Acest amplificator modifică curentul generat de convertorul U/I în gama 3—19 mA. Împreună cu 1 mA, curentul constant din punte, rezultă că prin rezistența de sarcină circulă un curent variabil în gama 4—20 mA. Curentul din regulatorul de curent variabil circulă prin rezistența de reacție R_{FB}. Acest curent produce o cădere de tensiune pe brațul AC al punții, readucînd puntea la echilibru. Deoarece căderea de tensiune este proporțională cu R_{FB}, modificînd această rezistență, se modifică domeniul de lucru.

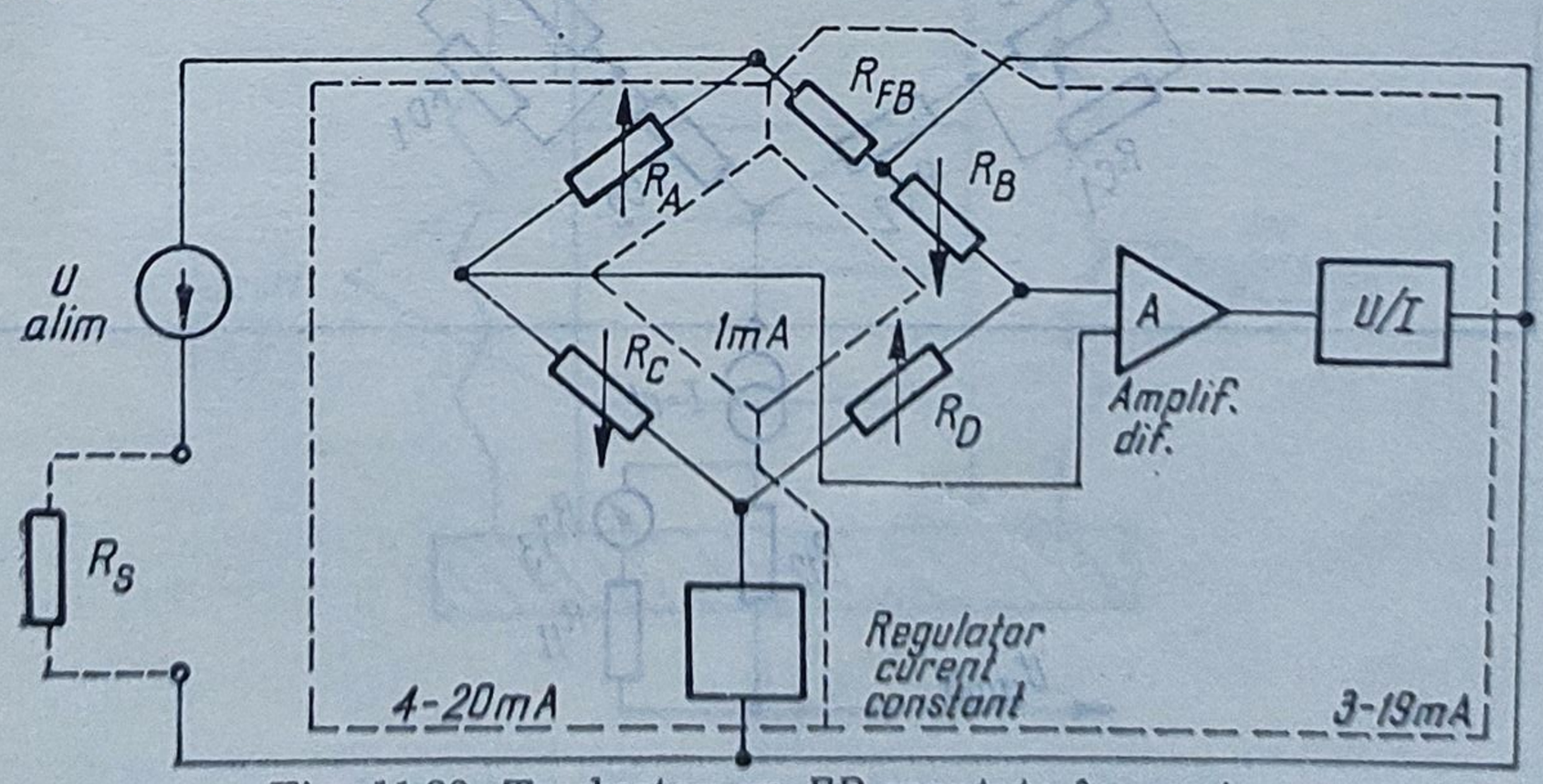


Fig. 11.32. Traductor cu *EP* montate în punte.

Anterior s-a specificat importanţa pe care o au asupra funcţionării elementelor piezorezistive fluctuaţiile de temperatură. În schema prezentată, variaţiile de temperatură pot provoca erori, prin modificarea stării de echilibru a punţii (punctul de zero) sau prin modificarea gamei de lucru. Compensarea acestor efecte poate fi făcută completînd schema iniţială de punte ca în figura 11.33.

Compensarea erorii de zero se face prin plasarea în serie şi paralel cu R_C şi R_D, a unor rezistenţe cu un coeficient de variaţie cu temperatura foarte mică R_{C1}, R_{C2}, R_{D1}, R_{D2}.

Compensarea variaţiilor gamei de lucru se face, pe de o parte, prin montarea rezistenţelor R_7, R_8, care modifică panta caracteristicii iniţiale, şi prin reţelele termistor-rezistenţe de liniarizare R_{T3}, R_{112}, R_{11}, care modifică curentul de alimentare al punţii, R_{T2}, R_{10} şi $R_{T1}R_9$. R_{2S} şi R_{1S} sînt elemente piezorezistive „pasive“ localizate în fiecare jumătate de punte.

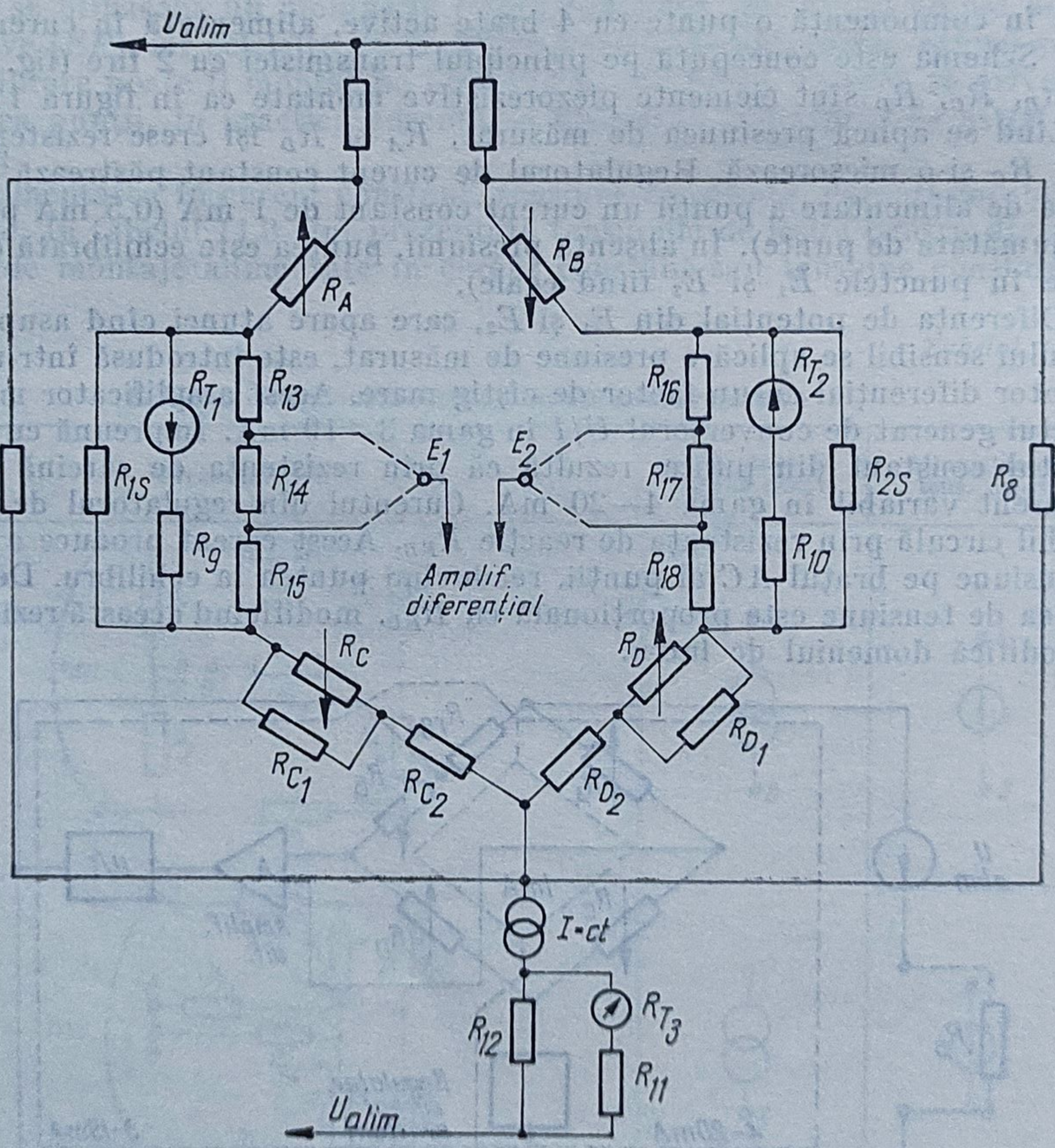


Fig. 11.33. Schemă de măsurare în punte, cu compensare.

Prin acest montaj se obține o imagine în „oglindă“ a punții, care „maschează“ schimbarea domeniului original de lucru. Conexiunile E_1 și E_2, precum și rezistențele $R_{13}...R_{18}$ permit modificarea capătului inferior al domeniului de ieșire de la 0 la 4 mA (pentru realizarea semnalului unificat de curent 4—20 mA).

11.5. Traductoare de presiune piezoelectrice

Fenomenul de piezoelectricitate, care constă în apariția unei polarizări electrice pe suprafețele unui cristal atunci cînd asupra acestuia acționează o forță F, a fost prezentat în cap. 9.

Elementele sensibile piezoelectrice se utilizează în construcția traductoarelor destinate măsurării presiunilor foarte înalte, sau a presiunii undelor sonore (microfoane).

Trebuie remarcat că datorită modului de funcționare a unui astfel de element sensibil (vezi schema echivalentă electrică, cap. 9), traductoarele de presiune piezoelectrice sînt destinate măsurărilor de presiuni variabile în timp (presiuni dinamice).

Utilizarea traductoarelor de presiune piezoelectrice s-a făcut inițial în scopul măsurării presiunii amestecului de combustie în motoarele cu ardere internă, ca apoi domeniul lor de aplicație să cuprindă cele mai diverse domenii.

În principiu un astfel de element sensibil constă dintr-o pereche, sau mai multe perechi, de discuri de cuarț (fig. 11.34), ale căror fețe electrice sînt fixate între discuri de metal. S-a constatat că pentru a se obține o sensibilitate bună în cazul măsurărilor dinamice de frecvență mare, întreg ansamblul trebuie pretensionat (500—1 000 N pentru discuri de 6—10 mm diametru), în scopul eliminării aerului dintre discuri. Această pretensionare se obține cu ajutorul a două arcuri laterale.

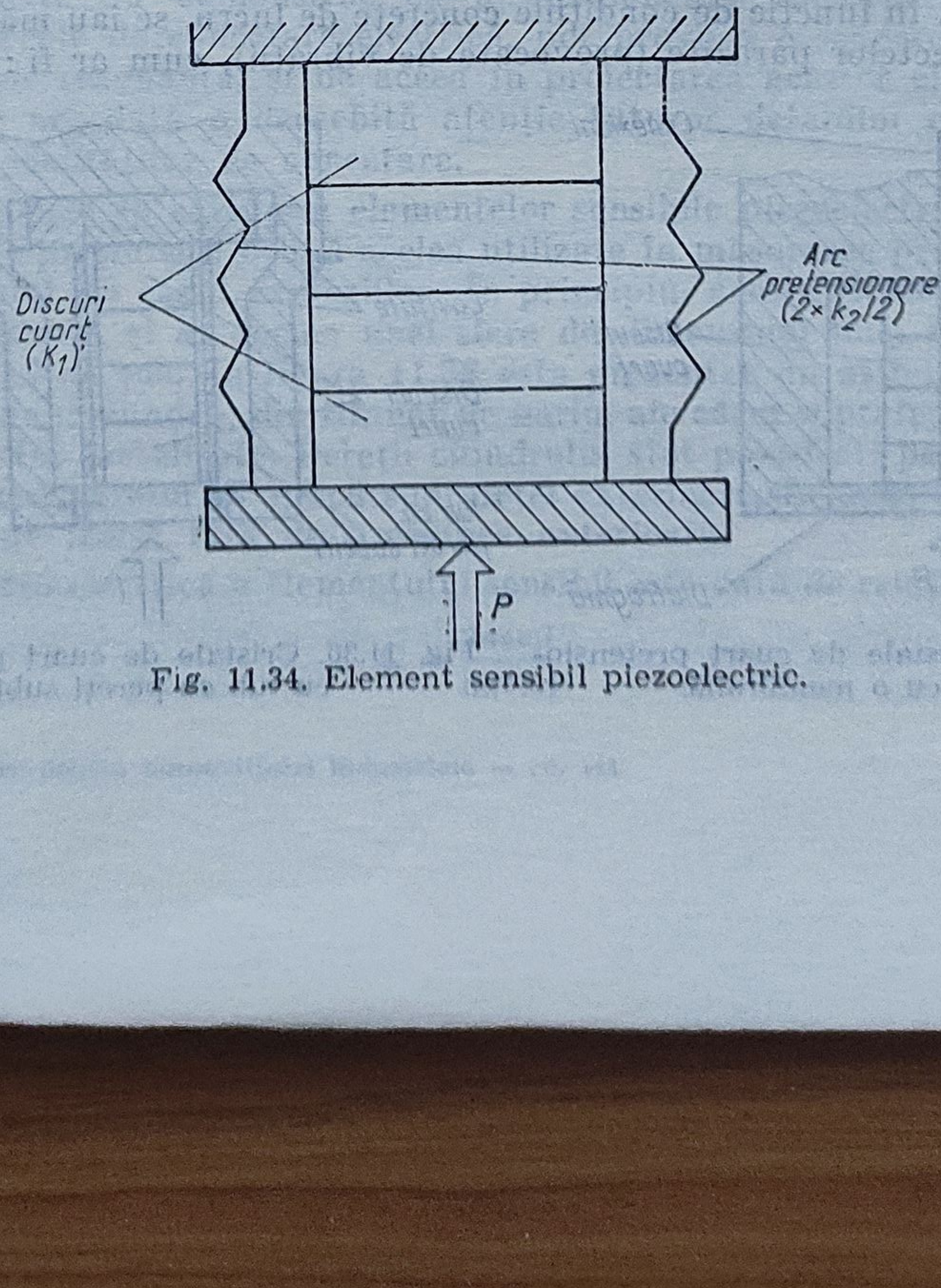


Fig. 11.34. Element sensibil piezoelectric.

Dezavantajul unui astfel de element sensibil este acela că orice încovoiere a ansamblului (cauzată de o centrare imperfectă) modifică frecvența naturală de oscilație și provoacă erori de neliniaritate.

O variantă îmbunătățită din acest punct de vedere este cea din figura 11.35, în care pretensionarea pilelor de cuarț se realizează prin intermediul unei membrane (care servește în același timp și pentru etanșeizare). Dezavantajul montajului este acela că pretensionarea (care trebuie să fie constantă) este funcție de temperatura de lucru, ceea ce produce importante erori de neliniaritate, chiar la valori mari.

O altă posibilitate este pretensionarea cristalelor cu ajutorul unui tub cu pereții subțiri (fig. 11.36), etanșeizarea realizîndu-se prin utilizarea unei membrane subțiri montate în mod corespunzător.

Analizînd montajul din figura 11.36 și considerînd coeficientul de rigiditate al elementului de pretensionare k_2, iar pe cel al cristalului de cuarț k_1, forța produsă de presiunea de măsurat este

$$F = F_1 + F_2 \tag{11.27}$$

în care F_1 este forța transmisă cristalelor ;

F_2 — forța transmisă elementului de pretensionare.

Presupunînd o modificare a lungimii ansamblului cu Δx, rezultă

$$F = F_1 + F_2 = k_1 \Delta x + k_2 \Delta x = (k_1 + k_2)\Delta x \tag{11.28}$$

Deci sensibilitatea este

$$S = \frac{F_1}{F} = \frac{k_1}{k_1 + k_2} = \frac{1}{1 + \frac{k_2}{k_1}} \tag{11.29}$$

Se observă că o creștere a sensibilității se obține pe baza descreșterii raportului k_2/k_1, iar o bună liniaritate presupune menținerea acestui raport constant pe tot domeniul de măsurare.

În general, datorită greutății mici a pilelor de cristal și frecvențelor înalte de lucru, aceste elemente sensibile nu sînt afectate de erori datorită vibrațiilor. Totuși, în funcție de condițiile concrete de lucru, se iau măsuri de compensare a efectelor parazite (provocate de vibrații), cum ar fi :

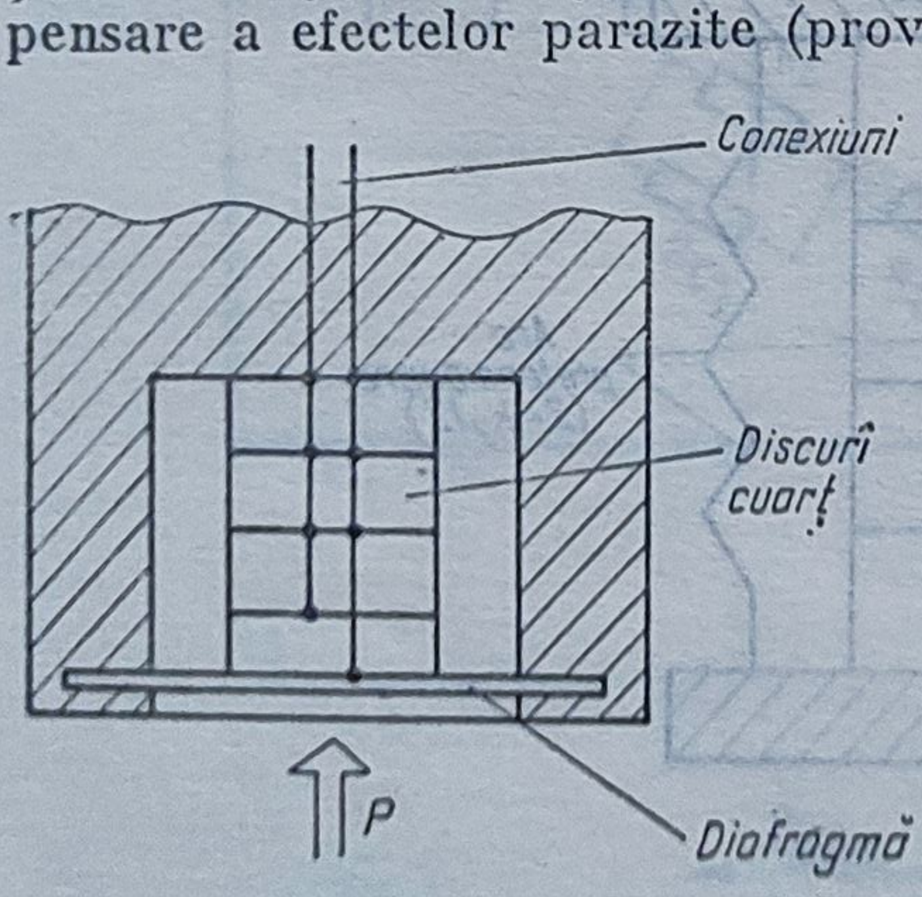


Fig. 11.35. Cristale de cuarț pretensionate cu o membrană.

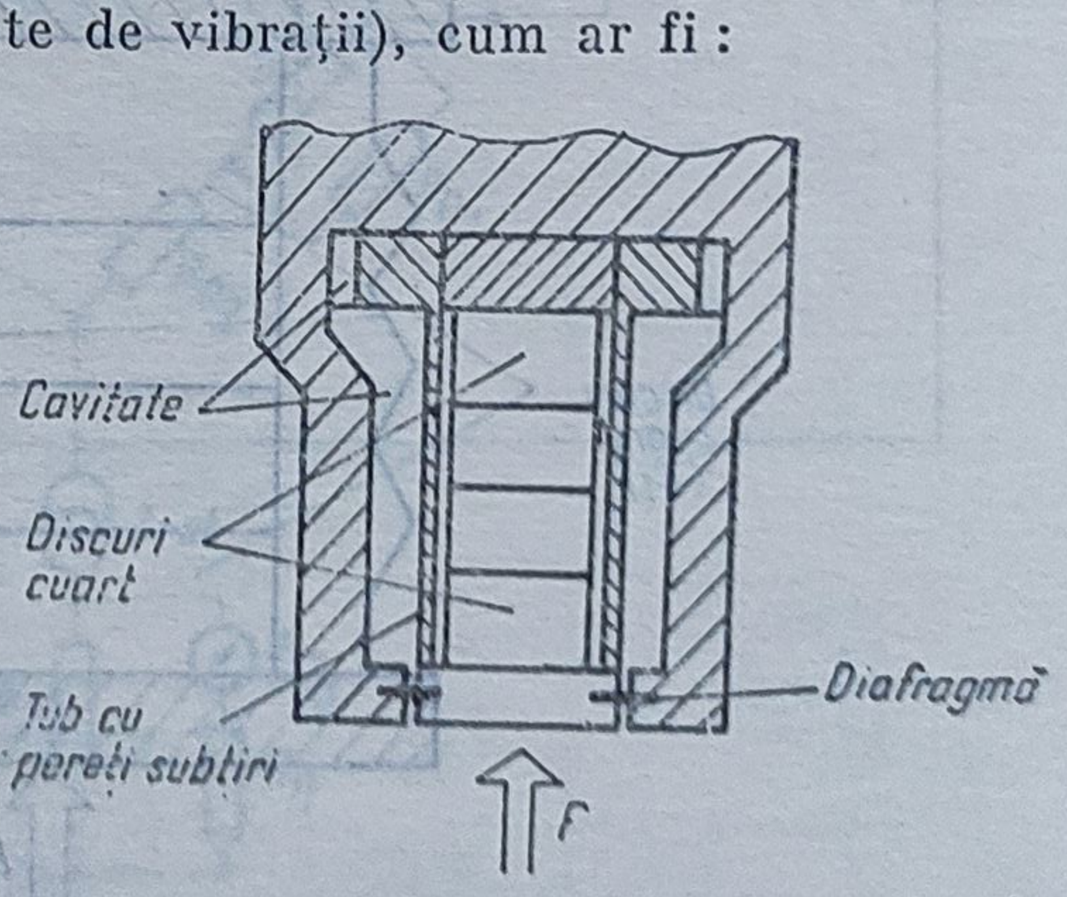


Fig. 11.36. Cristale de cuarț pretensionate cu tub cu pereți subțiri.

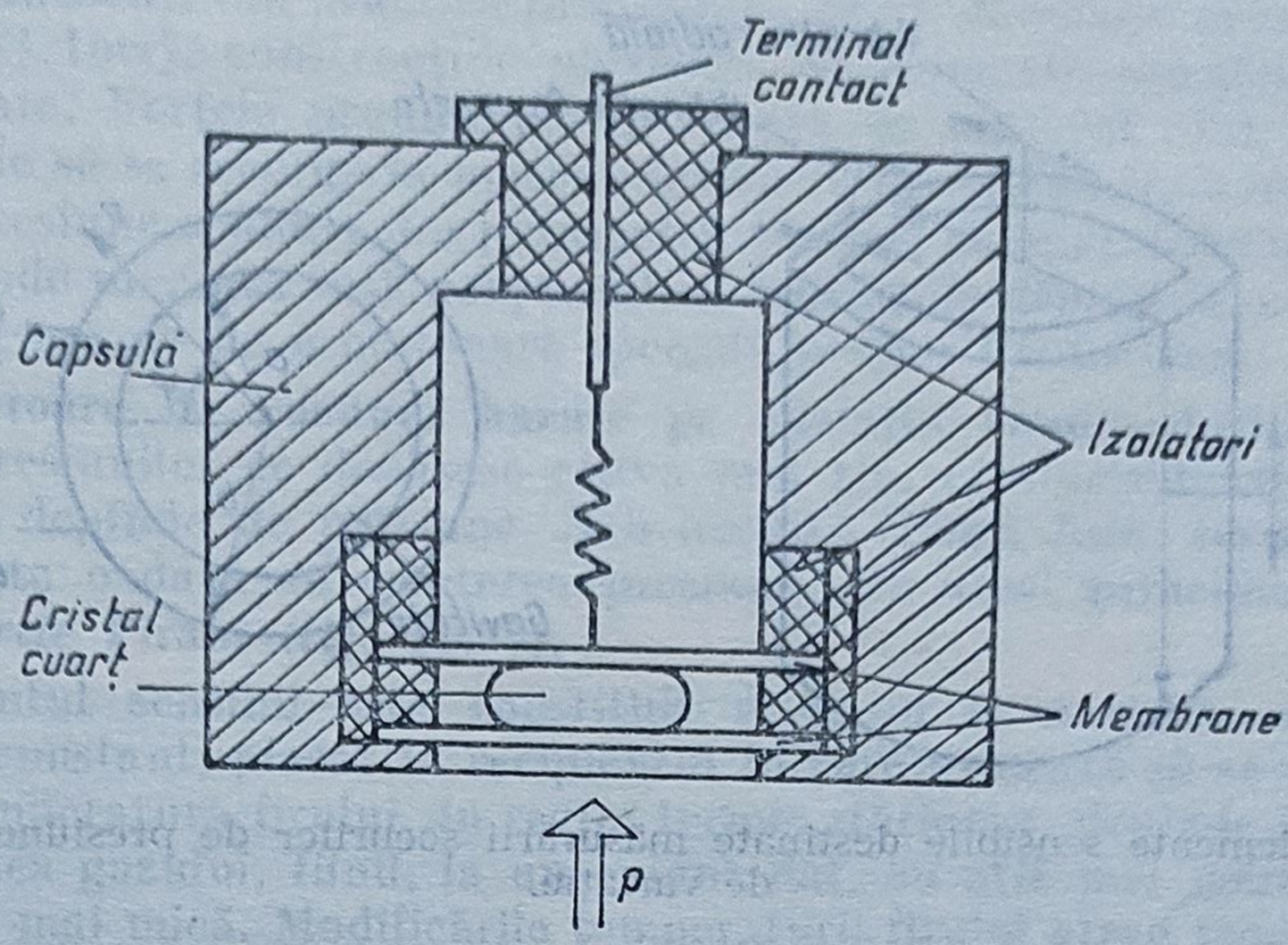


Fig. 11.37. Element sensibil special.

— cuplarea a două elemente identice, astfel încît efectele datorită presiunii să se însumeze, pe cînd cele datorită vibrațiilor să se anuleze ;

— utilizarea unor elemente sensibile speciale, cum ar fi cel prezentat în figura 11.37, în care cristalul de cuarț este montat între două membrane astfel încît efectele parazite datorită vibrațiilor sînt diminuate ca urmare a forțelor de sens opus ce apar, în această situație, pe cele două fețe ale cristalului.

S-a specificat anterior că elementele sensibile piezoelectrice sînt destinate în special măsurărilor dinamice, datorită frecvenței naturale înalte de răspuns (situate între 500—1 000 kHz). În practică, însă frecvența de rezonanță a întregului ansamblu diferă de cea naturală a cristalului singur.

Experiențele au demonstrat că o componentă constructivă minoră, cum ar fi bornele de conectare electrică, pot provoca o scădere apreciabilă a frecvenței de rezonanță, și de aceea în proiectarea acestor elemente sensibile trebuie acordată o deosebită atenție tuturor detaliilor constructive, inclusiv a modalităților de conectare.

Un loc aparte în categoria elementelor sensibile piezoelectrice destinate măsurărilor de presiune îl ocupă acelea utilizate în măsurarea presiunii undei de șoc a aerului, în cazul exploziilor. În principiu, aceste elemente sensibile sînt nedirecționale, și au forma unei sfere de dimensiuni mici în raport cu lungimea undei de șoc. În figura 11.38 este prezentat un astfel de element, avînd forma unui cilindru, din titanat de bariu, ale cărui suprafețe exterioară și interioară sînt metalizate. Pereții cilindrului sînt polarizați pe direcția radială. Presiunea aerului se aplică suprafeței exterioare, în timp ce interiorul cilindrului este izolat față de presiunea exterioară.

Capacitatea electrică a elementului sensibil este dată de relația generală :

$$C = \frac{2\pi\varepsilon\varepsilon_0 l}{\ln(b/a)} \qquad (11.30)$$

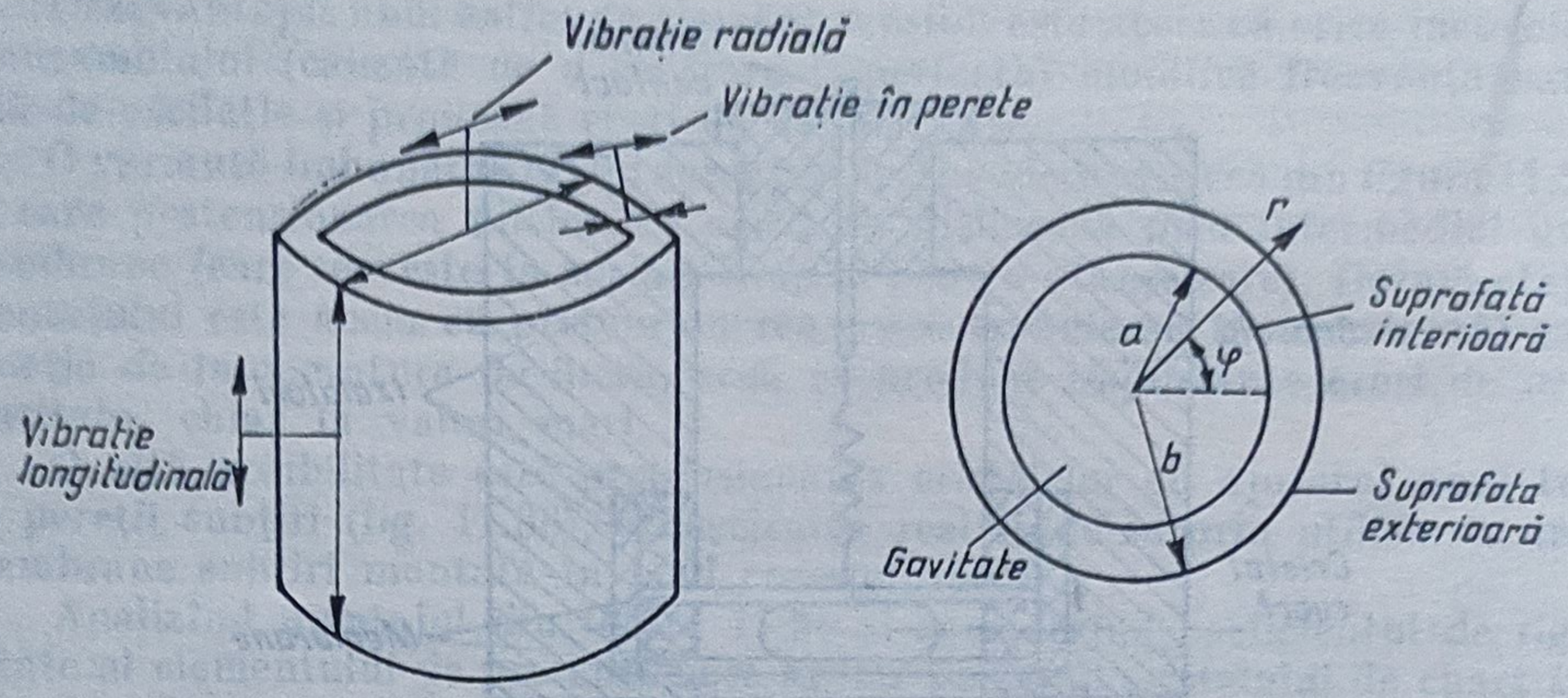


Fig. 11.38. Elemente sensibile destinate măsurării șocurilor de presiune. Posibilități de variație.

iar în cazul unui cilindru cu pereți subțiri :

$$C = \frac{2\pi\varepsilon\varepsilon_0 l(b+a)}{b-a} \tag{11.31}$$

unde : ε este permitivitatea relativă a materialului din care este confecționat tubul ;

$\varepsilon_0 = 8{,}854 \cdot 10^{-12}$ Fm^{-1} ;

l — lungimea cilindrului ;

a — raza interioară ;

b — raza exterioară.

În [2] se determină relația dintre presiune și tensiunea obținută pentru astfel de element.

$$\frac{U}{p_{exterior}} = g_{33}\, b \frac{a-b}{a+b} - g_{31} b \tag{11.32}$$

în care g_{ij} sînt constantele piezoelectrice ale materialului din care este confecționat tubul. Relația demonstrează că tensiunea de ieșire este independentă de lungimea tubului.

Adaptoarele destinate a prelucra semnalele obținute de la elementele sensibile piezoelectrice au fost prezentate în detaliu în cap. 9.

11.6. Traductoare de presiune speciale

11.6.1. Traductoare de vacuum

Traductoarele de vacuum se bazează pe principii care utilizează elemente sensibile similare cu cele ale aparatelor de măsurat vacuumul (vacuummetre).

Este cunoscut, din practica industrială, că în domeniul presiunilor foarte mici ($<10^{-1}$ torr), construcţiile obişnuite cu elemente sensibile elastice nu dau rezultate. Forţele produse de presiunea de măsurat sînt atît de mici, încît trebuie să se recurgă la metode indirecte de măsurare, bazate pe dependenţa de presiune a unuia din parametrii fizici ai gazului. Cele mai multe din aceste metode prezintă însă neajunsul că indicaţiile depind de natura gazului şi este deci nevoie de o etalonare specială pentru fiecare caz.

Traductoare de vacuum bazate pe variaţia conductibilităţii termice. În cazul presiunilor ce depăşesc cîţiva mm Hg, conductibilitatea termică a gazelor nu depinde de presiune. Sub această limită însă, termoconductibilitatea creşte o dată cu creşterea presiunii. Pe acest principiu se bazează *vacuummetrele* Pirani (fig. 11.39).

Elementul sensibil este constituit dintr-un fir rezistiv, străbătut de un curent constant, plasat în recipientul în care urmează să se măsoare presiunea. Temperatura firului, în regim termic staţionar, depinde de termoconductibilitatea gazului, fiind, la un curent dat, cu atît mai mare cu cît presiunea este mai mică. Modificările temperaturii firului atrag modificări corespunzătoare în rezistenţa electrică a acestuia. Dacă firul (elementul sensibil) este conectat într-o punte Wheatstone, aceste modificări sînt transformate în tensiune continuă şi deci pot fi măsurate ca atare, sau introduse într-o schemă de adaptare corespunzătoare.

Pe acelaşi principiu se pot construi vacuummetre la care modificarea de temperatură a firului încălzitor este făcută prin intermediul unui termocuplu (fig. 11.40).

Vacuummetrele Pirani pot fi folosite pentru măsurarea presiunii între 1 torr—10^{-3} torr. Limitarea inferioară a domeniului de măsurare se datoreşte faptului că la presiuni mici, cantitatea de căldură disipată în gazul a

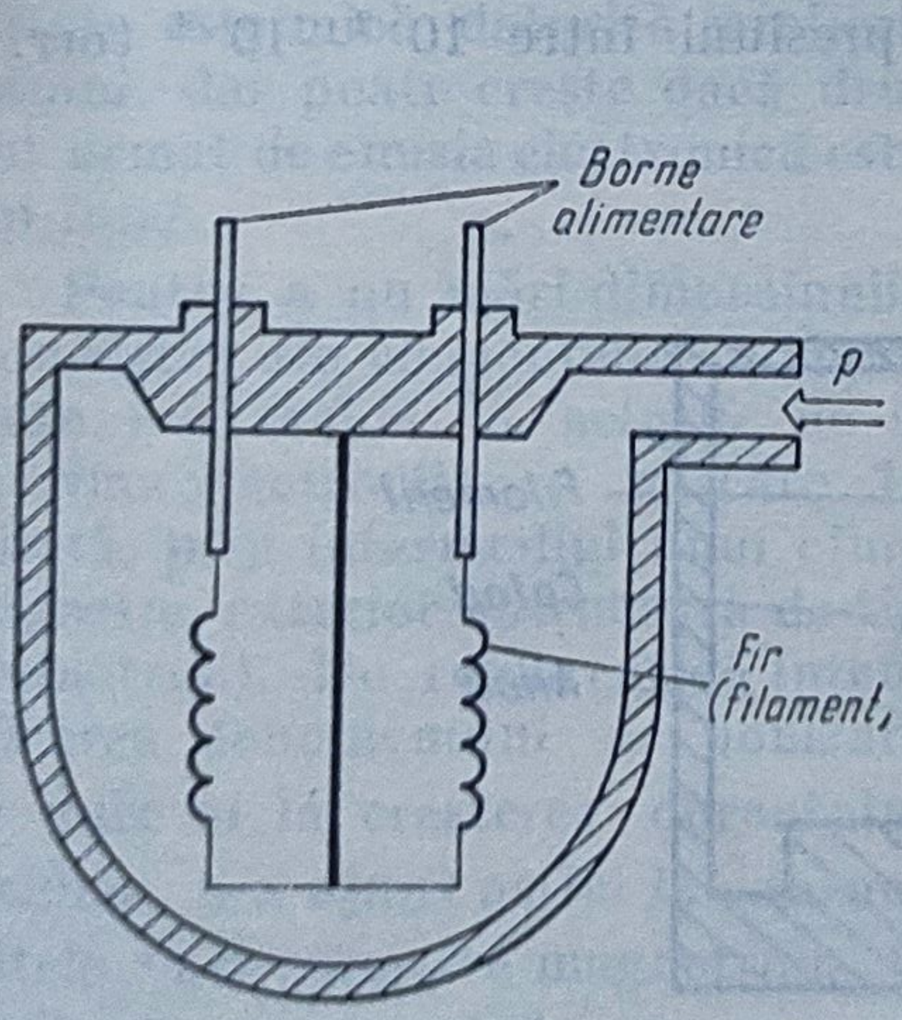


Fig. 11.39. Element sensibil cu termorezistenţă Pirani.

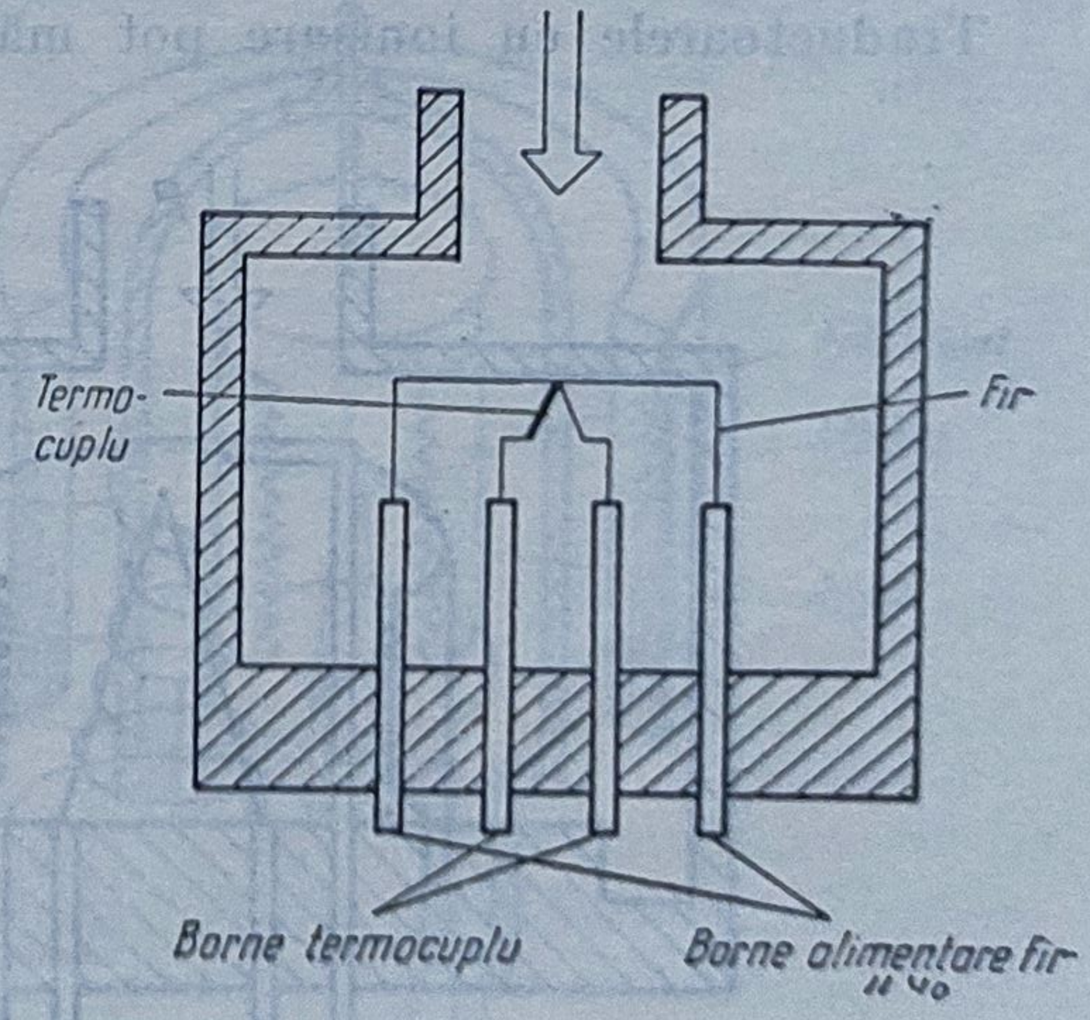


Fig. 11.40. Element sensibil cu termocuplu Pirani.

cărui presiune se măsoară scade foarte mult şi devine comparabilă cu cea radiată şi cu cea pierdută datorită construcţiei, prin firele de legătură şi suporturile firului încălzit. Limita inferioară poate fi micşorată cu unul sau două ordine de mărime, adoptînd construcţii speciale cu pierderi reduse prin conducţie şi radiaţie. Limita superioară poate fi mărită, provocînd evacuarea căldurii din fir prin curenţi de convecţie. Se poate obţine astfel mărirea limitei superioare pînă la 760 torr. Schemele de măsurare şi adaptare se bazează în principiu pe utilizarea punţilor de curent continuu funcţionînd în regim dezechilibrat.

Adaptoarele destinate acestor elemente sensibile sînt constituite dintr-o schemă de măsurare şi un lanţ de amplificare şi eventual conversie tensiune-curent.

Traductoare de vacuum cu ionizare. În aceste traductoare măsurarea se face pe baza ionizării gazului rarefiat (a cărui presiune se măsoară) cu ajutorul electronilor emişi de un catod încălzit, electroni ce sînt apoi accelerați într-un cîmp electric. Dacă se prevede un electrod colector, ionii sînt antrenați către acesta, luînd naştere un curent electric I^+. Între presiunea gazului, intensitatea fasciculului de electroni emişi de catod I^- şi intensitatea emisiei de ioni I^+ există relația

$$p = k\frac{I^+}{I^-} \tag{11.33}$$

unde k este o constantă care depinde de natura gazului, tensiunea de accelerare şi geometria electrozilor.

Determinarea presiunii se face fie prin măsurarea intensității I^+, pentru o emisie I^- riguros controlată, fie prin măsurarea directă a raportului I^+/I^-. Geometria electrozilor poate fi aceea a unei triode (grila avînd rolul de accelerator, iar anodul de electrod colector) (fig. 11.41).

Traductoarele cu ionizare pot măsura presiuni între 10^{-2}—10^{-8} torr.

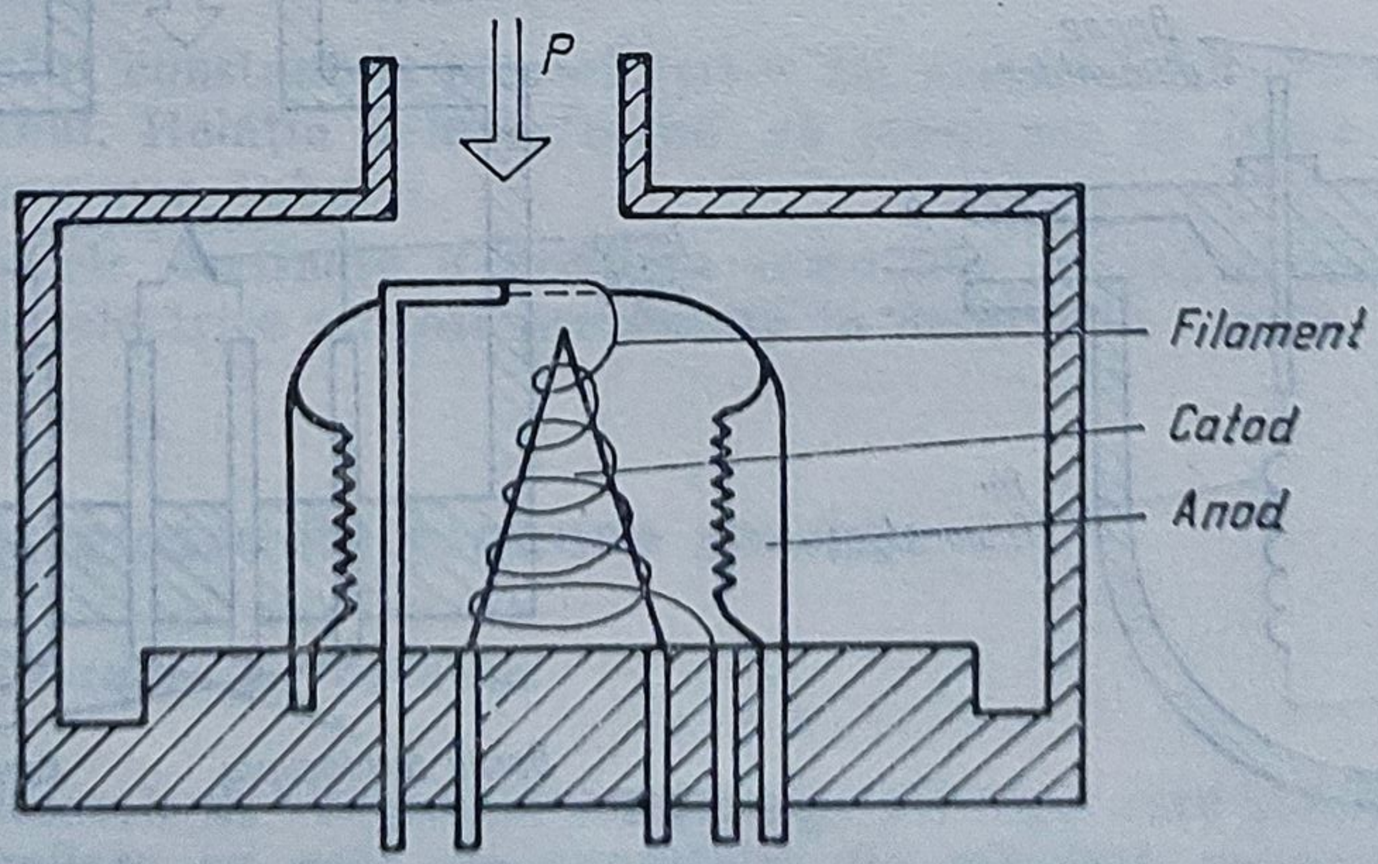


Fig. 11.41. Element sensibil — traductor cu ionizare.

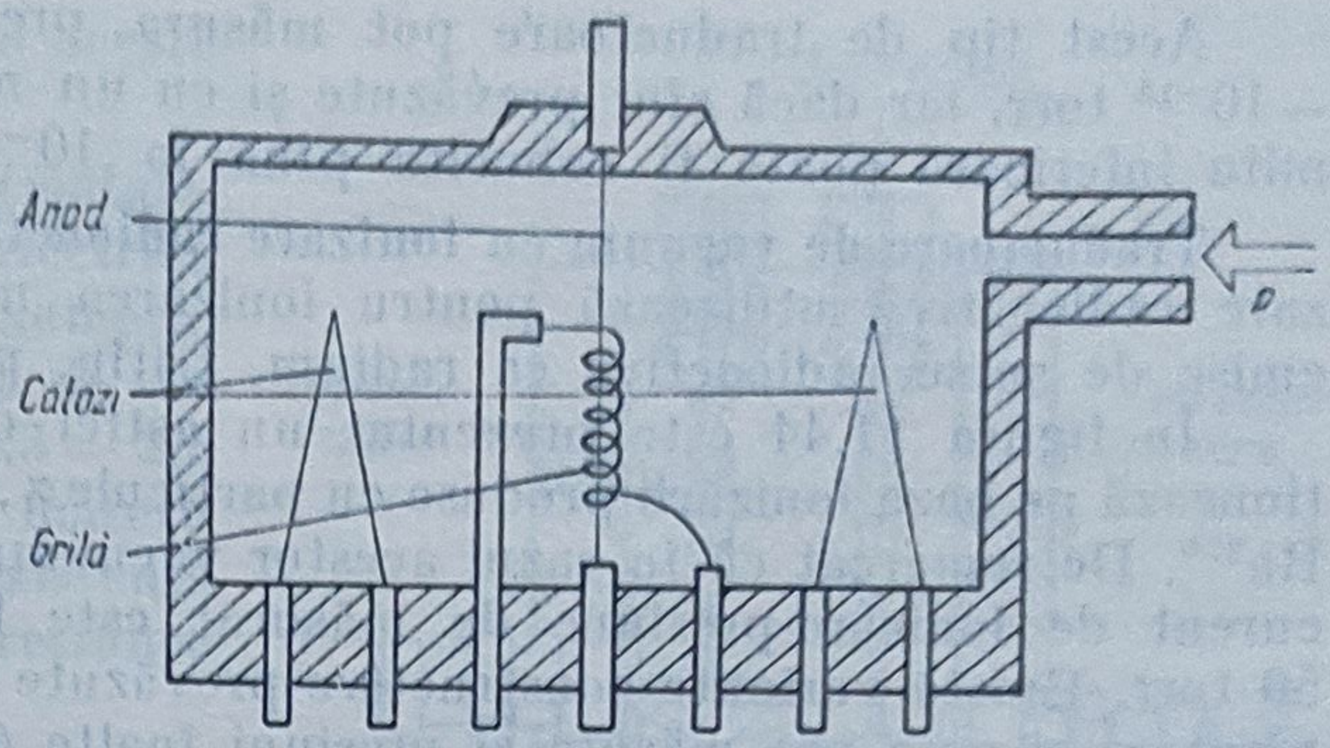


Fig. 11.42. Element sensibil Bayard-Alpert.

Limita inferioară a domeniului de măsurare este dictată de apariția unor emisii secundare de electroni (raze X), ceea ce provoacă curenți reziduali care se suprapun peste curentul I^+, generînd erori de măsurare importante.

Acest inconvenient este mult diminuat, dacă se utilizează un traductor de tip Bayard-Alpert (fig. 11.42), în care dispunerea elementelor „triodei" este inversată : anodul este confecționat dintr-un fir metalic subțire plasat central, înconjurat de grila de accelerare. Catodul (filamentul) este plasat în exteriorul grilei. În această construcție, curenții reziduali sînt mult mai mici decît în cazul anterior, ceea ce face ca limita inferioară să fie coborîtă la 10^{-10} torr.

Modificări constructive ale vacuummetrului Bayard-Alpert, în scopul eliminării complete a curentului rezidual (Schuemann), au extins domeniul de măsurare pînă la 10^{-12} torr.

Traductoare de vacuum cu ionizare în cîmp magnetic. Fenomenul de ionizare prezentat anterior este legat de probabilitatea ca electronii emiși de catod să ciocnească moleculele gazului introdus în traductor. La presiuni foarte joase, această probabilitate este mică, datorită rarefierii gazului, dar poate crește dacă drumul urmat de emisia electronică este mai lung.

Pentru a nu mări dimensiunile geometrice ale elementelor componente, s-a recurs la soluția de a imprima electronilor o mișcare în spirală, prin intermediul unui cîmp magnetic exterior (structură de tip magnetron). De remarcat că intensificarea fenomenului de ionizare nu duce și la creșterea curentului rezidual. S-a ajuns astfel la așa-numitele vacuummetre magnetron. O variantă constructivă este prezentată în figura 11.43.

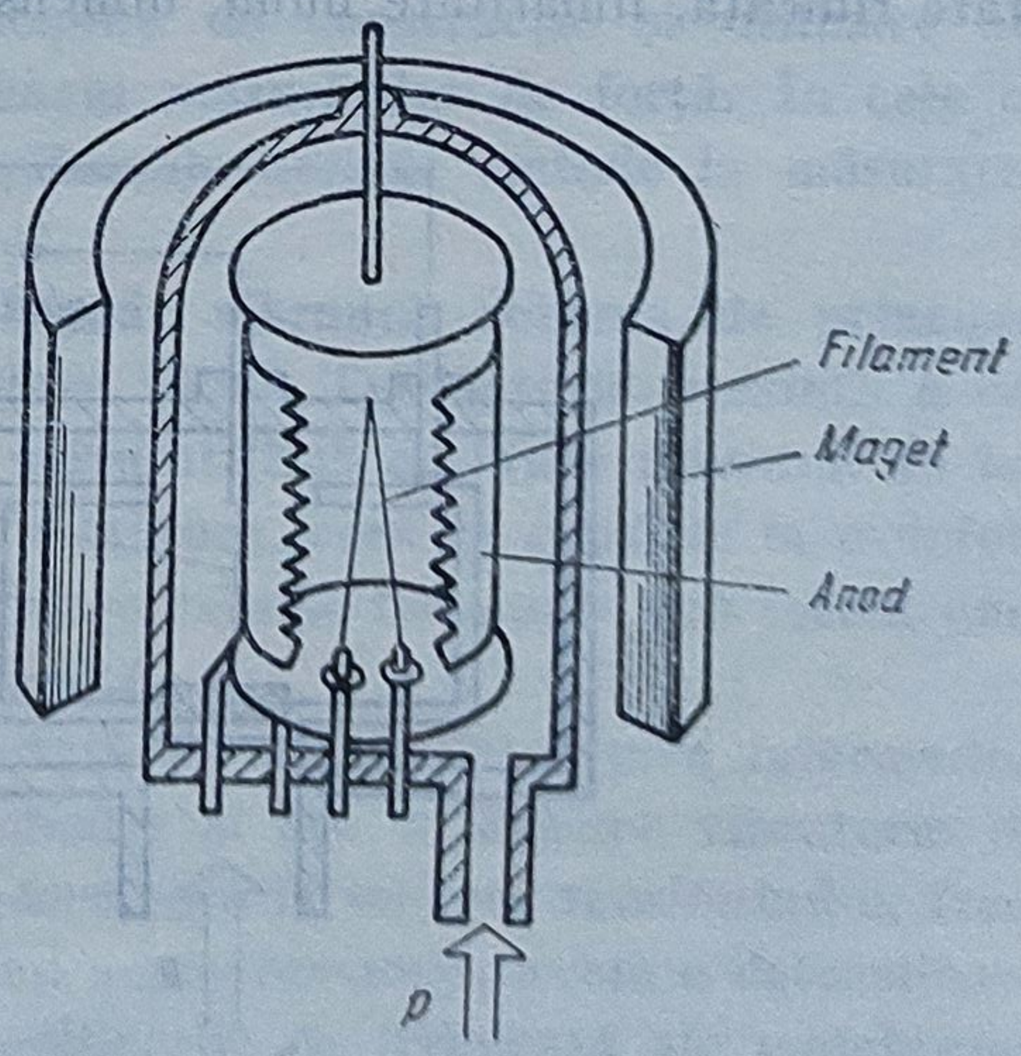


Fig. 11.43. Element sensibil tip magnetron.

Acest tip de traductoare pot măsura presiuni cuprinse între 10^{-5}—-10^{-14} torr, iar dacă sînt prevăzute și cu un multiplicator de electroni, limita inferioară poate fi coborîtă pînă la 10^{-17}—10^{-18} torr.

Traductoare de vacuum cu ionizare radioactivă. Vacuummetrele cu ionizare radioactivă utilizează pentru ionizarea moleculelor de gaz radiațiile emise de surse radioactive ca radium, tritiu, poloniu etc.

În figura 11.44 este prezentat un astfel de vacuummetru, care funcționează pe baza ionizării produse cu particule α, emise de o sursă radioactivă Ra^{226}. De remarcat că în cazul acestor vacuummetre, relația de dependență curent de ionizare-presiune de măsurat este liniară pînă la aproximativ 50 torr. Există variante constructive prevăzute cu camere de ionizare suplimentare și care pot măsura și presiuni înalte (pînă la 1 000 torr). În mod uzual aceste traductoare sînt utilizate pentru presiuni cuprinse între 10^{-5}—100 torr.

Cercetări recente au demonstrat că utilizarea radiațiilor β, emise de o sursă de tritiu, pot să extindă limita inferioară de măsurare pînă la 10^{-8} torr.

11.6.2. Traductoare pentru presiuni foarte înalte

În domeniul presiunilor foarte înalte (mii sau chiar zeci de mii de atmosfere), procedeele de măsurare întîmpină dificultăți deosebite datorită problemelor dificile de etanșare și necesității de a dimensiona în mod corespunzător instalația. De regulă, în astfel de situații se preferă traductoarele ale căror elemente sensibile realizează o dublă conversie $p \rightarrow$ deformare $\rightarrow$ parametru electric, deoarece acestea se bucură de o serie de avantaje importante, ca: măsurarea presiunii admițînd variații foarte mici de volum, sensibilitate ridicată, liniaritate bună, dimensiuni mici.

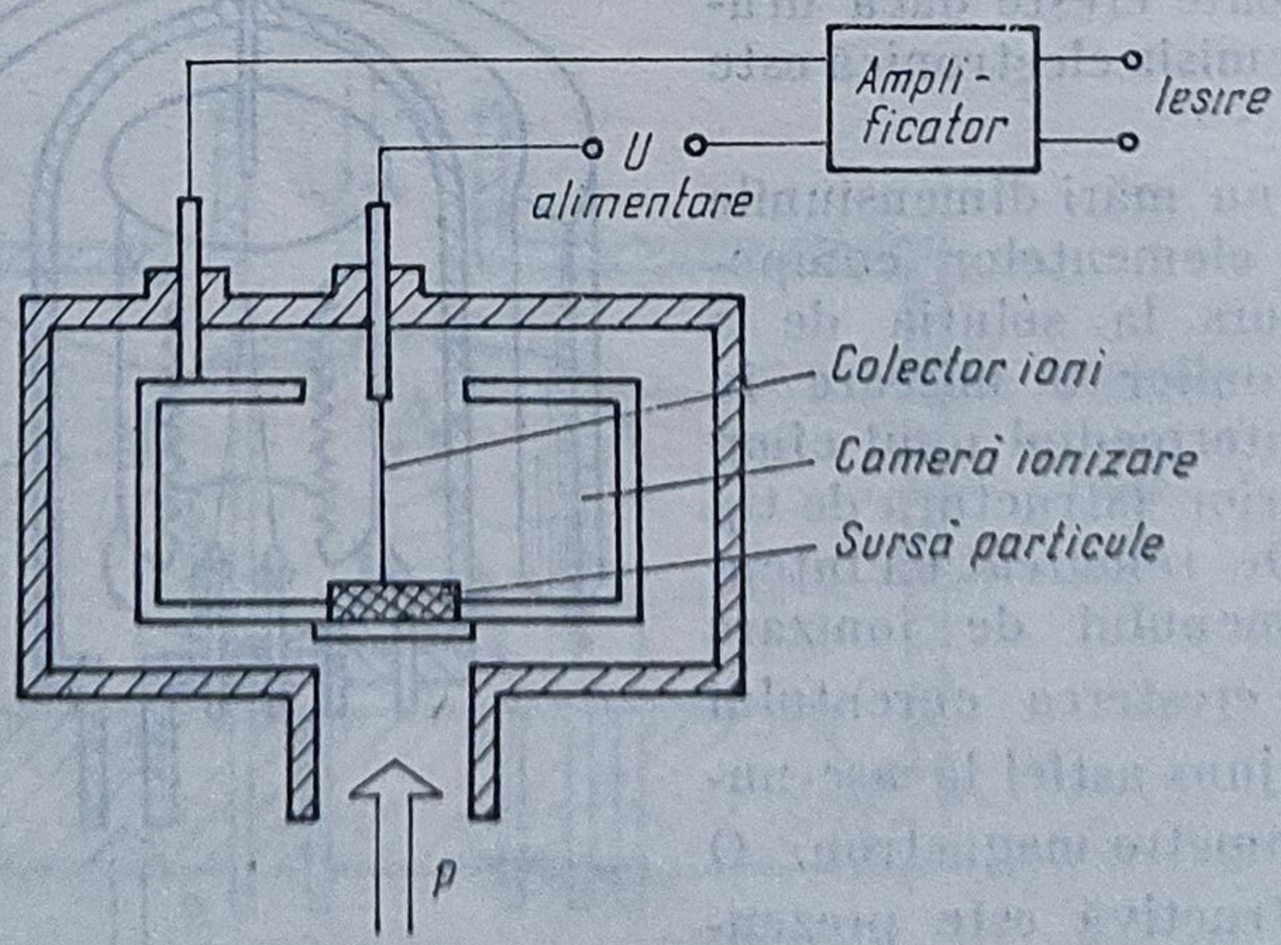


Fig. 11.44. Element sensibil cu ionizare radioactivă.

Astfel, se pot utiliza în aceste situaţii :

— elemente rezistive (metale, aliaje) a căror rezistenţă electrică creşte cu presiunea (de exemplu, manganină cu un coeficient de variaţie a rezistenţei de 2,3 — 2,5 Ω/Ω/at), sau elemente din materiale polimorfice, a căror rezistenţă creşte sau scade o dată cu presiunea după o lege cunoscută ;

— elemente inductive, la care modificările de presiune conduc la modificări de inductanţă, datorită variaţiei volumului miezului magnetic ;

— celule electrolitice, a căror tensiune de ieşire descreşte (după atingerea unei anumite valori de vîrf) o dată cu creşterea presiunii.

În figura 11.45 este prezentat elementul sensibil al unui traductor de presiune utilizînd elemente rezistive.

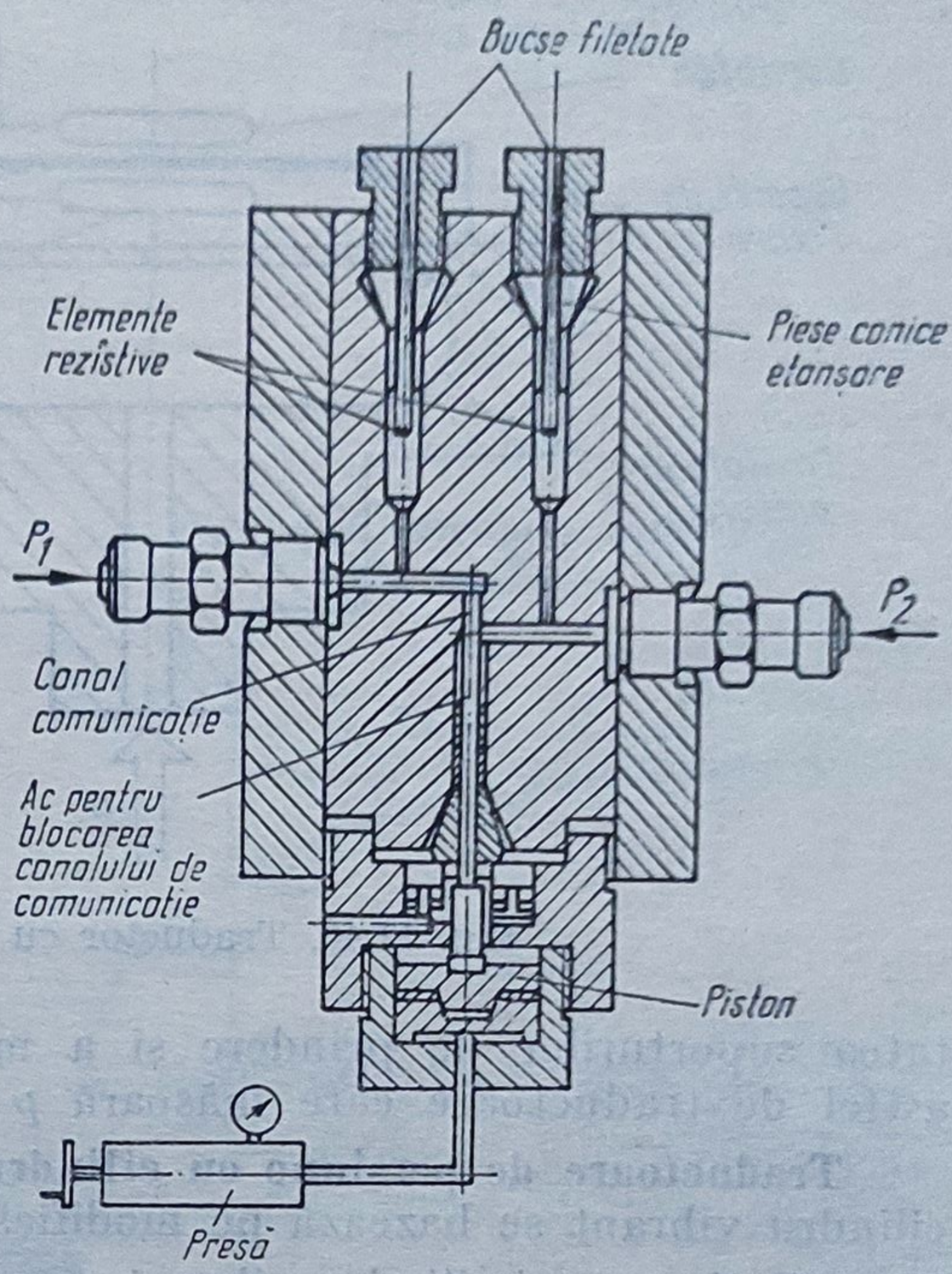


Fig. 11.45. Element sensibil pentru presiuni înalte.

11.6.3. Traductoare de presiune cu elemente elastice vibrante

În cap. 10 s-au prezentat principiile de construcţie şi utilizare ale unor elemente elastice vibrante, în cazul măsurărilor de forţă. În cele ce urmează vom prezenta cîteva din aplicaţiile acestei metode la măsurarea presiunilor.

Traductoare de presiune cu membrană vibrantă. Schema de principiu a traductorului este prezentată în figura 11.46. Traductorul prezintă o cavitate în care pătrunde presiunea de măsurat. Sub acţiunea presiunii au loc o deformare a geometriei cavităţii de măsurare, ceea ce conduce la o deformare a suporturilor de prindere, deformare care se transmite sub forma unei forţe de întindere în membrana vibrantă.

Dacă iniţial, membrana este excitată de un oscilator prin intermediul unui generator de vibraţii electromagnetic şi are o mişcare vibratorie de amplitudine constantă, forţa de întindere care ia naştere tensionînd-o, frecvenţa de oscilaţie se modifică. Măsurînd noua frecvenţă, avem o determinare cantitativă a mărimii presiunii p. Modificările de frecvenţă ale membranei vibrante sînt funcţie de rigiditatea pereţilor cavităţii de măsurare, rigidi-

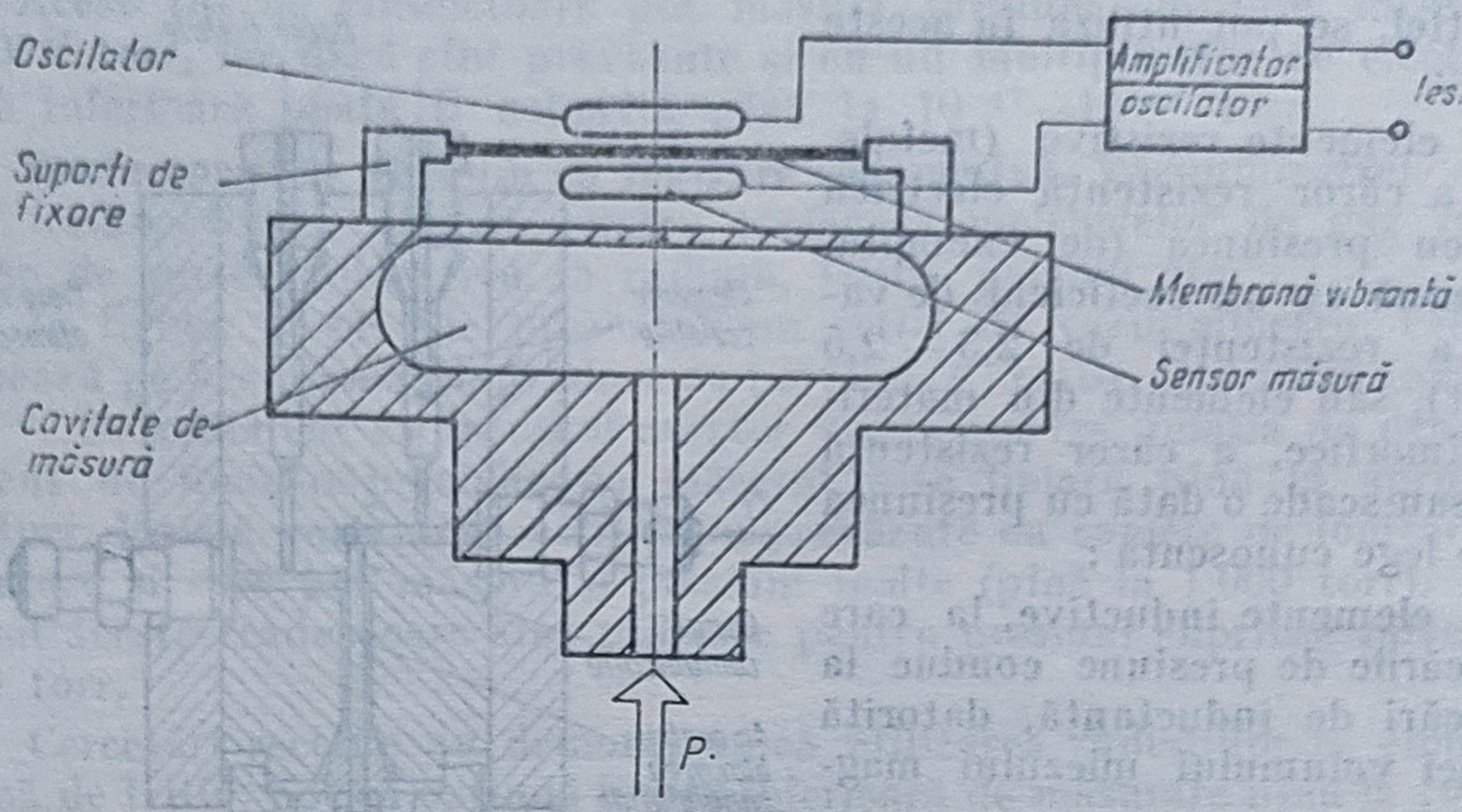


Fig. 11.46. Traductor cu membrană vibrantă.

tatea suporturilor de prindere și a membranei vibrante. S-au construit astfel de traductoare care măsoară $p \leqslant 100$ at, cu o precizie de 0,1%.

Traductoare de persiune cu cilindru vibrant. Măsurările de presiune cu cilindru vibrant se bazează pe modificările care apar în frecvența naturală de oscilație a unui cilindru vibrant, funcție de modificările parametrilor fizici ale acestuia (dimensiuni geometrice, elasticitatea materialului din care este confecționat, masa și modul în care este distribuită). Presiunea de măsurat modifică unul din acești parametri, provocînd schimbarea frecvenței naturale de oscilație.

Cilindrul vibrant are dimensiuni geometrice relativ mici (45 mm lungime, 19 mm diametru, 0,075 mm grosime [2]). Gazul a cărui presiune trebuie măsurată este introdus în interiorul cilindrului, în timp ce în exteriorul său este menținută o presiune de referință constantă (adesea vacuum) sau este introdusă o altă presiune (în cazul măsurărilor de presiune diferențială). Cu ajutorul acestor traductoare pot fi măsurate presiuni între 1 și 700 at.

Cilindrul este menținut în oscilație (la frecvența proprie) prin intermediul unui sistem electromagnetic cuprinzînd două bobine cu miez magnetic, una de excitație și cealaltă de detecție. Bobinele sînt plasate în interiorul cilindrului la un unghi de 90° una față de alta, bobina de detecție alimentînd un amplificator care furnizează, pe de o parte, curentul de excitație pentru bobina de excitație și, pe de altă parte, semnalul de ieșire.

Proprietățile fizice ale cilindrului (modul de fixare a capetelor, grosimea pereților flexibili) conduc la modurile de vibrație din figura 11.47. În diagrama din figura 11.48 este exemplificată variația frecvenței de oscilație funcție de presiune absolută.

Fig. 11.47. Moduri de vibrație: cilindru vibrant.

Fig. 11.48. Variația frecvenței de oscilație.

11.6.4. Traductoare de presiune integrate

Datorită progreselor remarcabile făcute de tehnologia circuitelor integrate, în ultimii ani au început să se impună, din ce în ce mai pregnant, traductoare de presiune integrate (elementul sensibil și adaptorul sînt înglobate într-un singur ansamblu). Avantajele funcționale și constructive ale unor asemenea traductoare sînt evidente:

— domenii de presiune relativ largi;
— precizie între 0,25%...1%;
— sensibilitate 0,1%...0,5%;
— eroare de neliniaritate mai mică decît 0,05%...0,1%;
— alimentare în c.c. (24—30 V);
— bandă largă de frecvențe de răspuns 0 Hz...50 kHz;
— imunitate la șocuri mecanice, vibrații;
— dimensiuni de gabarit reduse, instalare și exploatare simplă;
— cuplare ușoară cu alte sisteme de măsurare (electronic, display, sisteme de reglare automată).

În general, o structură de astfel de traductor răspunde întrutotul condițiilor de utilizare industrială. Astfel, pentru a-și menține proprietățile de sensibilitate și precizie, fiecare schemă cuprinde un amplificator de semnal, un regulator de tensiune și un sistem de compensare a erorilor datorite temperaturii.

Schema bloc a unui astfel de traductor este prezentată în figura 11.49. Elementul sensibil este de tipul piezorezistiv, construit pe un cristal de siliciu,

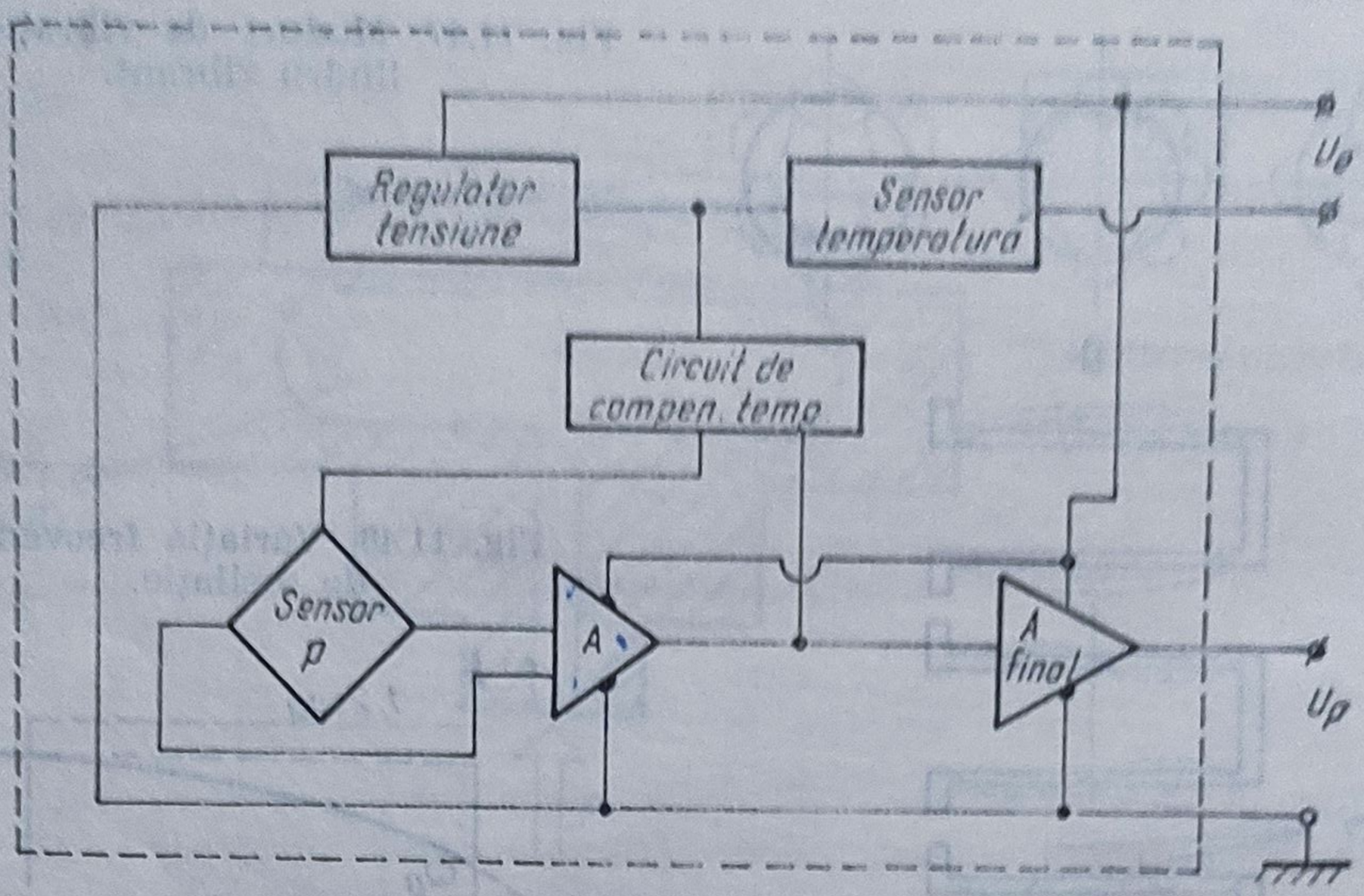


Fig. 11.49. Structura traductorului de presiune integrat.

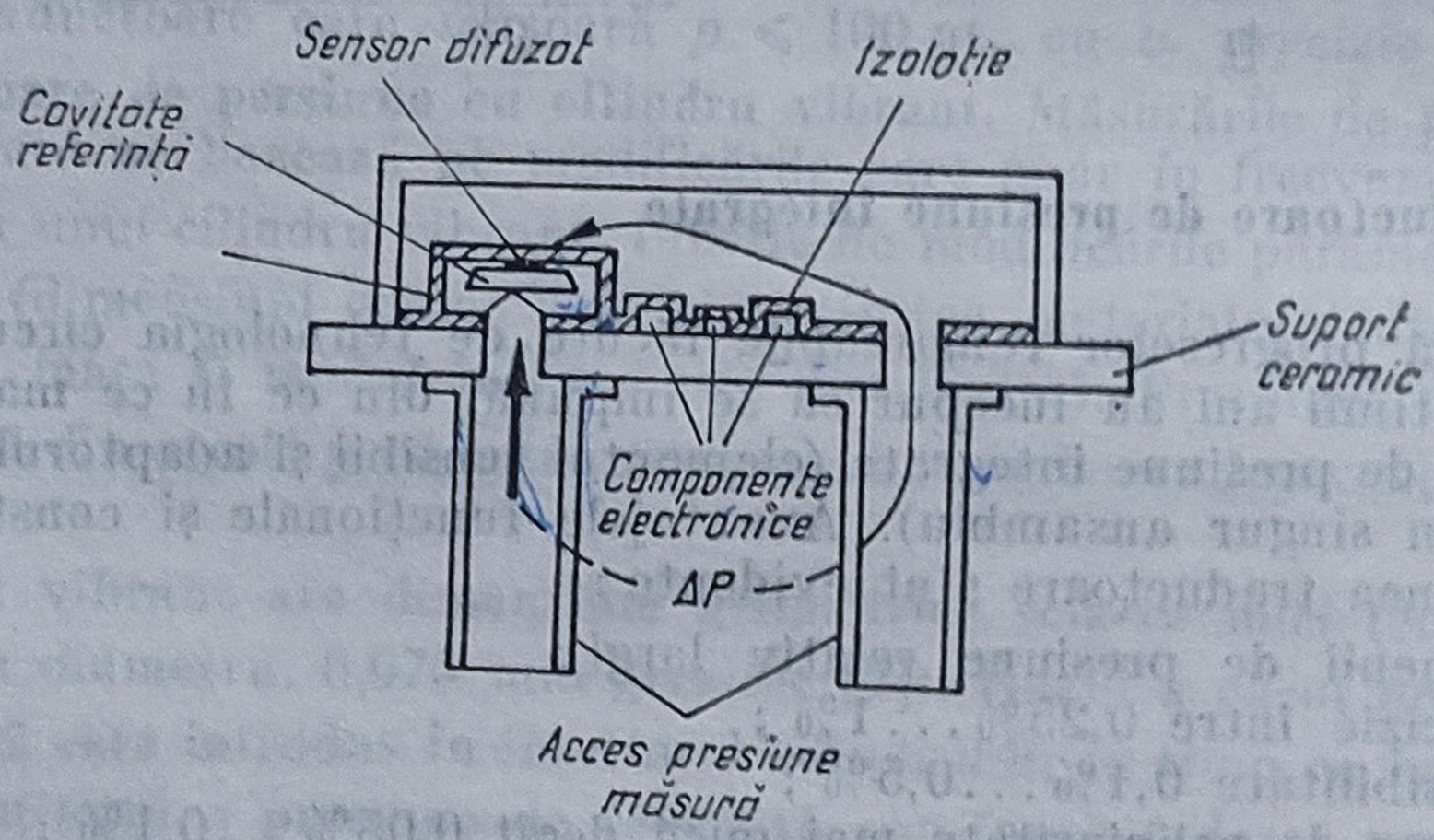


Fig. 11.50. Element destinat măsurărilor de presiune diferențială.

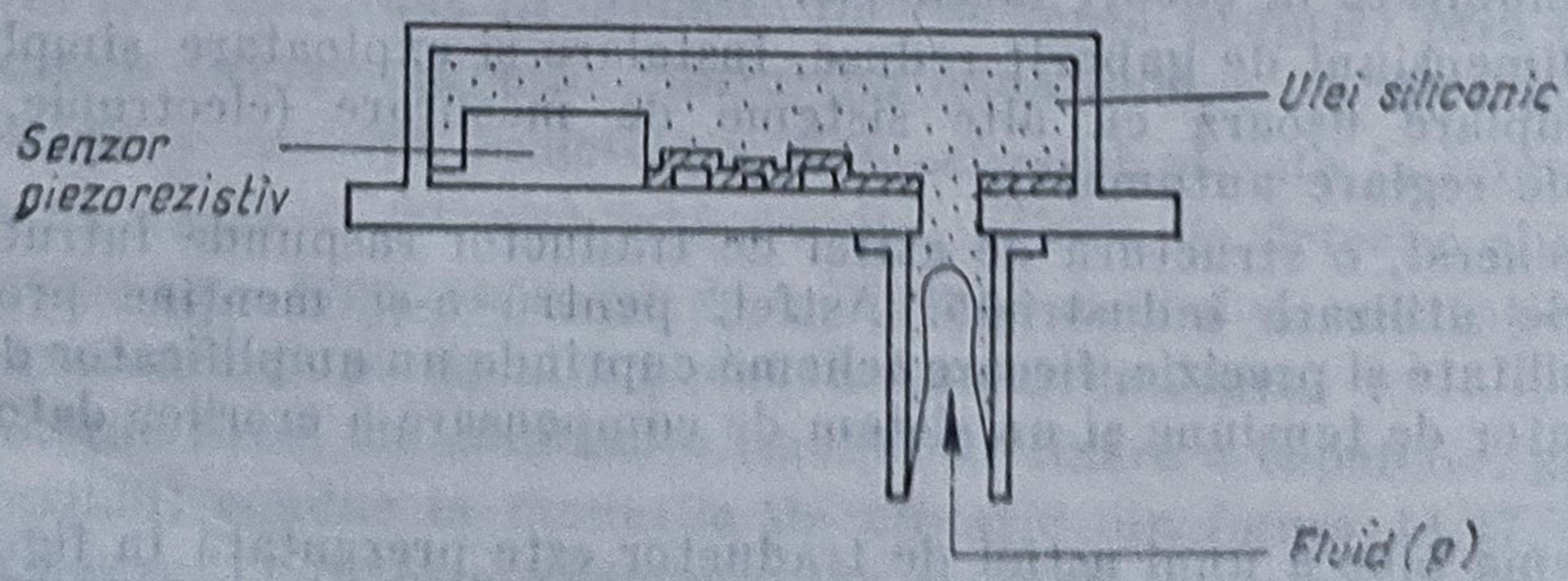


Fig. 11.51. Element destinat măsurărilor în fluide corosive.

montat pe un substrat ceramic. Acest senzor cuprinde o cavitate de referinţă de presiune, care poate fi vidată (în cazul traductoarelor de presiune absolută) sau este deschisă (în cazul traductoarelor de presiune diferenţială) — figura 11.50. Pentru a preveni şocuri parazite, senzorul este montat pe un suport cu rol atenuator. În cazul în care se doreşte măsurarea presiunii unor fluide corosive, cuplarea senzorului se face prin intermediul unui fluid tampon. Interiorul traductorului este umplut cu un amestec de ulei siliconic (fig. 11.51).

În ceea ce priveşte senzorul de temperatură, acesta produce un răspuns neliniar, are o sensibilitate de 2...4 mV/°C şi este constituit dintr-o diodă Zener, al cărui curent este limitat la 150 μA de o rezistenţă montată între U_e şi ieşirea senzorului de temperatură.

Prin modul în care au fost concepute, caracteristica de funcţionare statică a acestor traductoare este, cu o foarte bună aproximaţie, liniară. Pentru obţinerea unor precizii sporite, aceste dispozitive pot fi uşor cuplate cu un sistem de compensare automată pe baza unor semnale de referinţă. Ele au scopul de a compensa erorile de temperatură prin corecţii periodice ale semnalului de ieşire al traductorului.

În general, în cazul traductoarelor integrate erorile pot fi grupate în două categorii : independente ε_A — erori care nu depind de presiune ; ε_B — erori proporţionale cu temperatura. Erorile de tip ε_A sînt în general cele mai mari şi provoacă o deplasare a caracteristicii de funcţionare ca în figura 11.52. Corectarea acestor erori se poate face dacă avînd o presiune de referinţă (p_{ref}) se eşantionează această presiune şi se extrage eroarea conform formulei

$$U_C = U - U_{rèf} \tag{11.34}$$

în care U este semnalul de ieşire la o presiune de lucru oarecare ; U_C — acelaşi semnal corectat.

Observaţie. Panta caracteristicilor nu se modifică.

Circuitul de corecţie are structura simplă din figura 11.53.

În ceea ce priveşte erorile din cea de a doua categorie, ε_B, acestea au ca efect modificarea pantei caracteristicii de funcţionare statice şi, ca atare, compensarea lor este mai pretenţioasă.

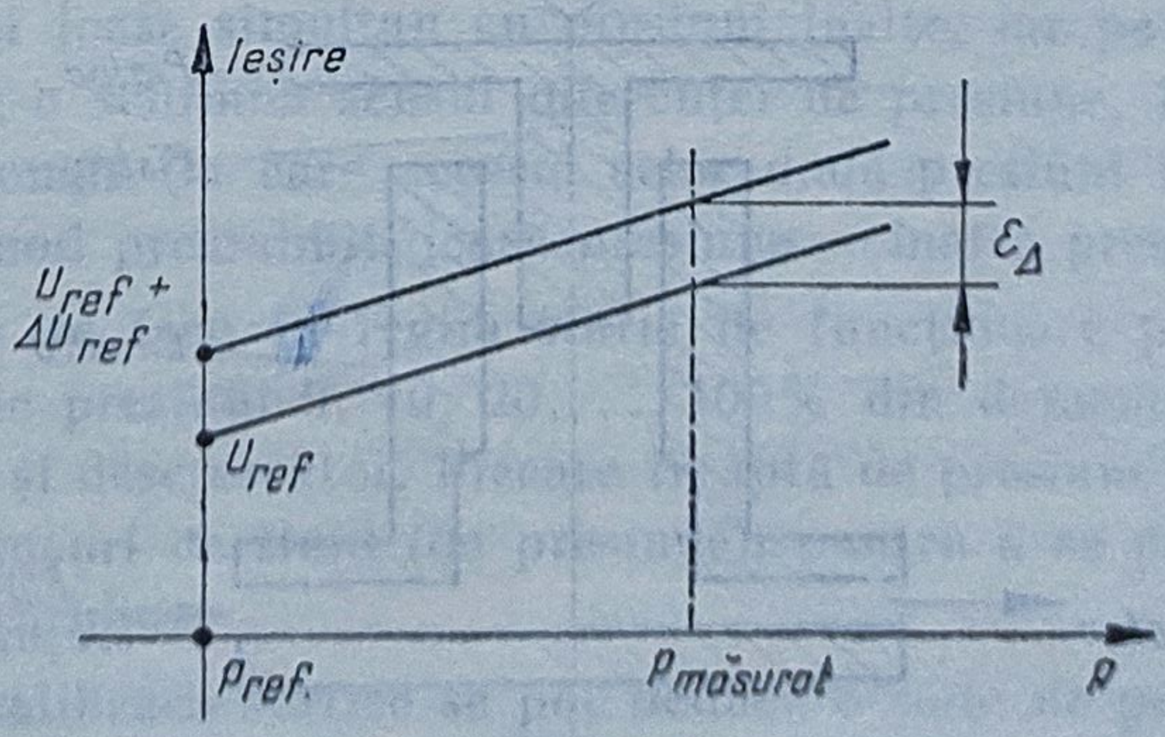


Fig. 11.52. $\varepsilon_A = f(U_{ref})$.

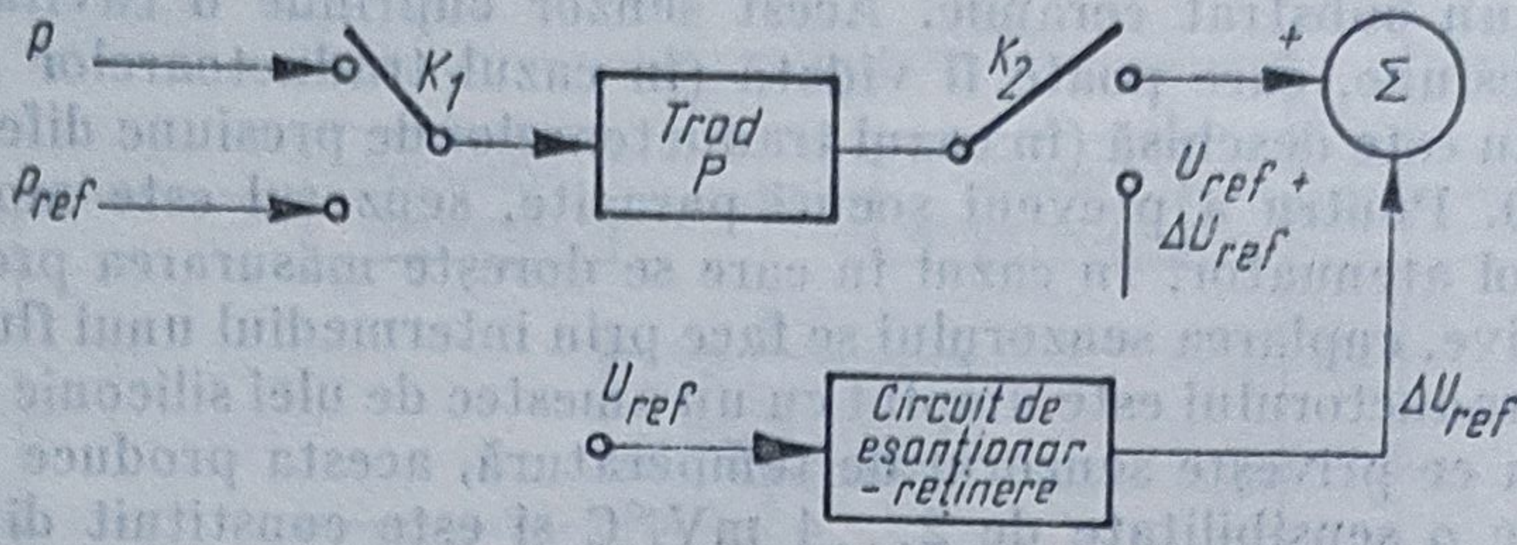


Fig. 11.53. Schemă de etalonare, verificare.

11.7. Aspecte privind calibrarea și testarea traductoarelor de presiune

Echipamentele de calibrare sînt specifice fiecărui tip de traductor, dar în general ele conțin sisteme de excitație care furnizează presiuni în diverse domenii și sisteme de măsurare și înregistrare a semnalului de ieșire. Calibrarea se face în condiții de laborator, în absența șocurilor, vibrațiilor, sau accelerațiilor

Nivelele de presiune etalon sînt obținute de regulă de la surse de presiune calibrate, sau prin intermediul unor rezervoare de fluid sub presiune. Sursele de presiune calibrate pot funcționa pe bază de aer sau ulei și sînt în principiu compuse dintr-un cilindru, în interiorul căruia poate culisa un piston. La partea superioară acesta este prevăzut cu o platformă pe care pot fi așezate greutăți. Cunoscînd suprafața pistonului și greutatea așezată pe platformă, se poate determina presiunea cu o precizie dependentă de preciziile cu care sînt cunoscute cele două elemente (fig. 11.54).

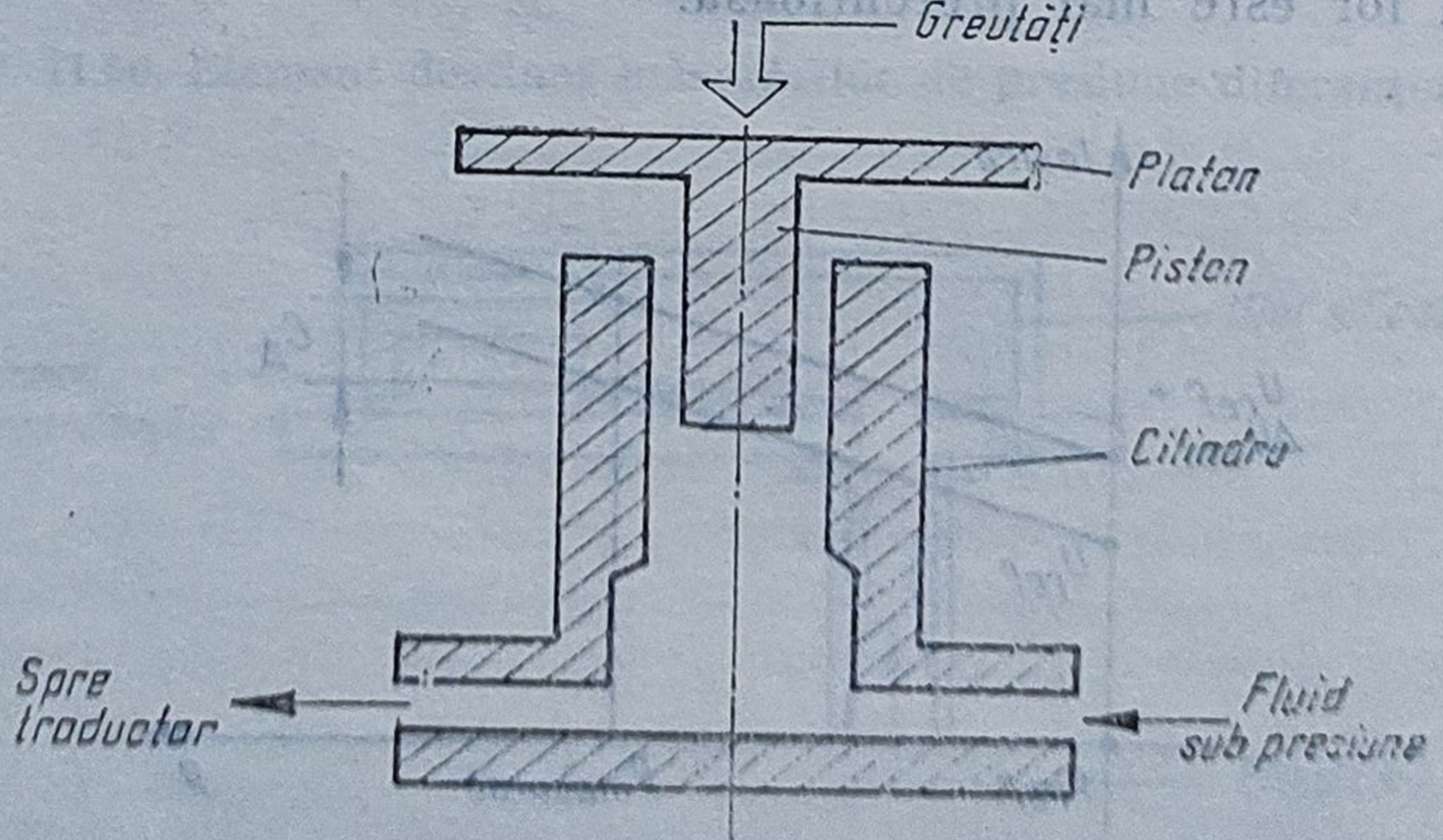


Fig. 11.54. Sursă de presiune calibrată.

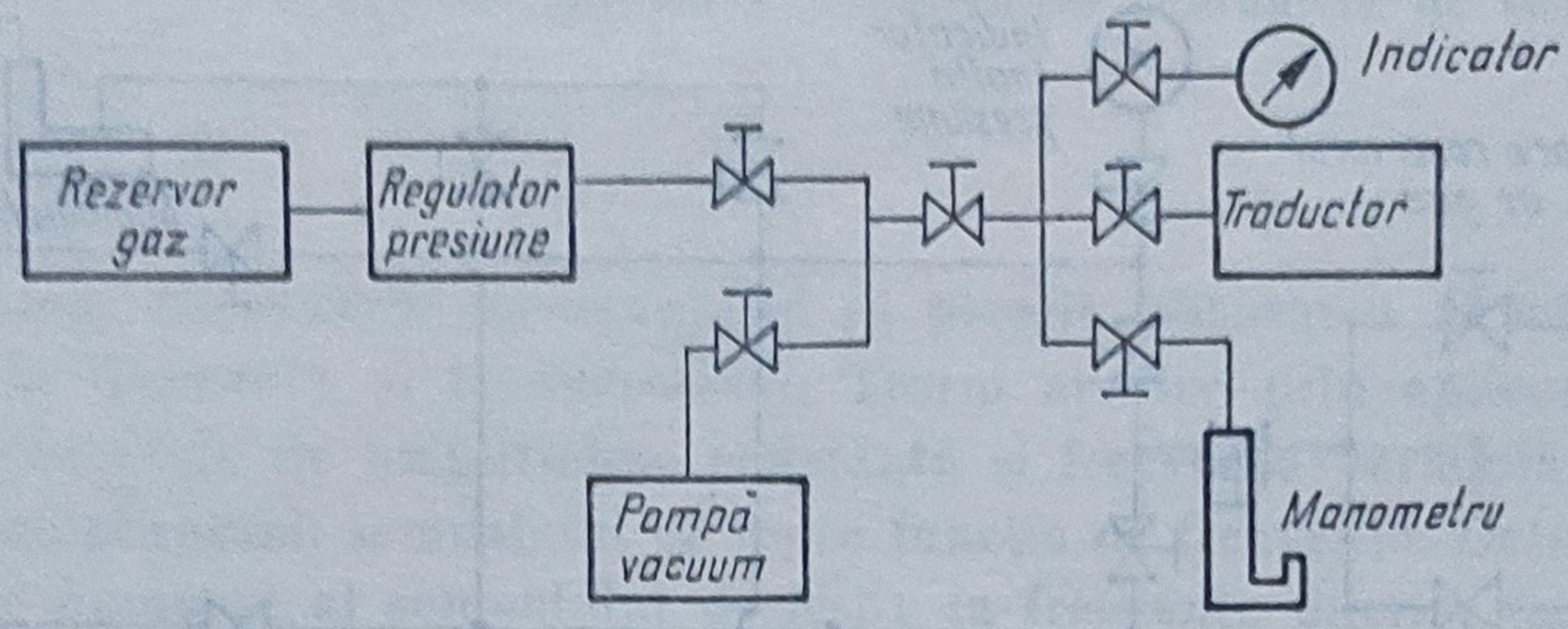


Fig. 11.55. Stand calibrare traductoare de presiune absolută.

În sistemele de calibrare, aceste surse de presiune etalon fac parte dintr-un sistem închis de circulaţie a fluidului, cuprinzînd traductorul care trebuie calibrat şi o serie de elemente de modificare a presiunii fluidului, care au rolul de a creşte presiunea pînă cînd aceasta echilibrează greutatea pistonului, astfel încît să stea în echilibru.

Sursele de presiune cu aer sînt utilizate pentru etalonarea traductoarelor de presiune foarte joasă şi joasă, iar cele cu ulei, pentru traductoarele de presiune înaltă şi foarte înaltă.

În figura 11.55 este prezentat principiul unui stand de calibrare pentru traductoare de presiune absolută.

Regulatorul de presiune este utilizat pentru a limita presiunea în sistem la limita maximă a domeniului de măsurare. Pompa de vacuum este utilizată pentru scăderea presiunii absolute din sistem sub presiunea atmosferică. Indicatorul este utilizat pentru măsurarea presiunii din circuitul de calibrare, iar manometrul — numai pentru măsurarea presiunilor joase.

În cazul calibrării traductorului de presiune diferenţială, echipamentul de calibrare este mai complex, datorită, pe de o parte, faptului că trebuie create presiuni joase simultan cu presiuni înalte, iar pe de altă parte, din necesitatea de a schimba sensul diferenţei de presiune, în cazul traductoarelor bidirecţionale (la care accesul celor două presiuni în traductor nu se face într-un mod prestabilit, joasă presiune — înaltă presiune), figura 11.56.

Calibrarea se face în regim static de funcţionare prin aplicarea unor trepte egale de presiuni 0, 10, 20,..., 100% din domeniul de măsurare, în sens crescător şi descrescător. Fiecare treaptă de presiune este atinsă în mod treptat, fără şocuri de fluid (de presiune), pentru a se putea detecta histerezisul traductorului.

Pe baza calibrării statice se pot deduce o serie de performanţe funcţionale esenţiale, ca liniaritatea, sensibilitatea, histerezisul, repetabilitatea,

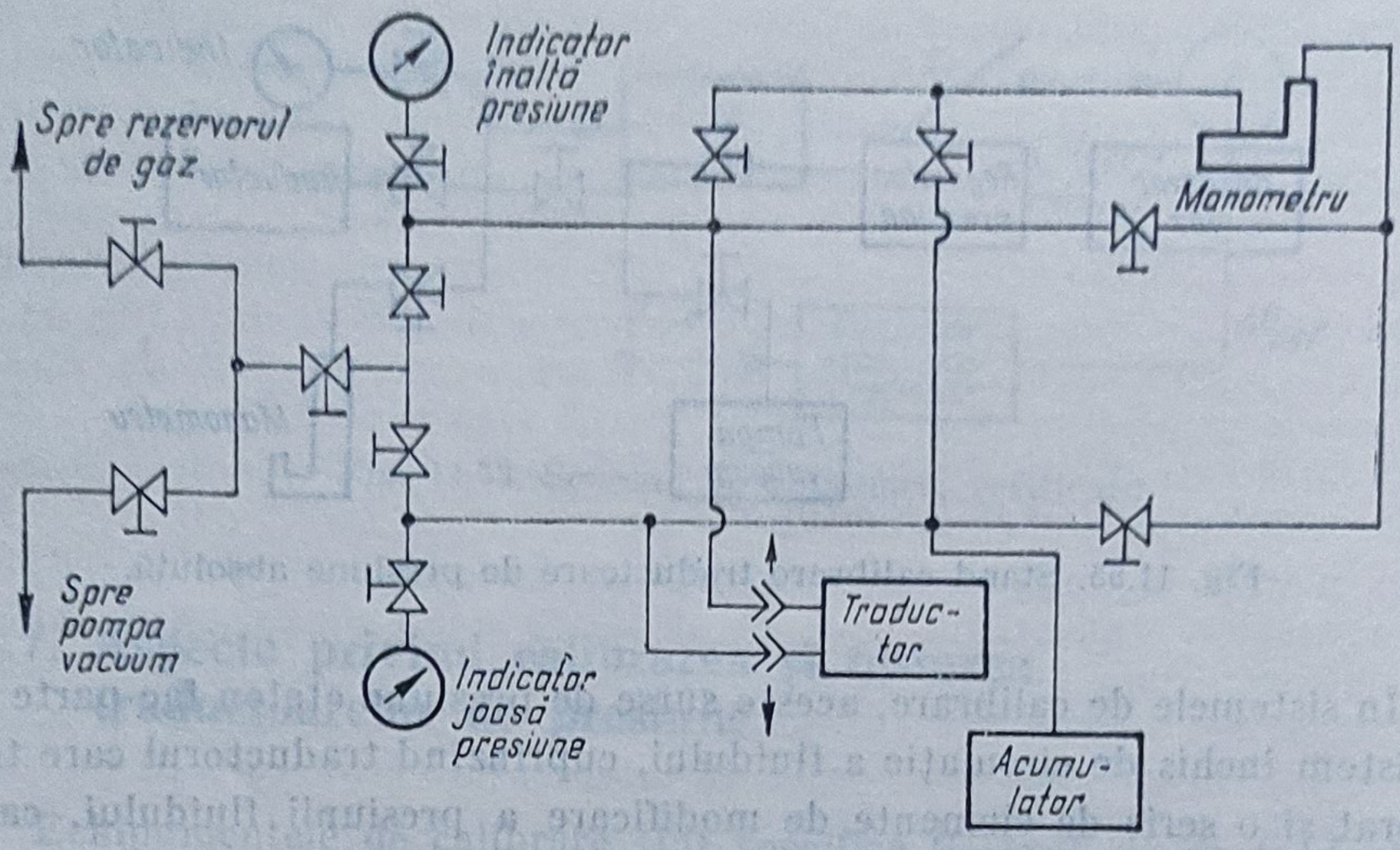


Fig. 11.56. Stand calibrare traductoare de presiune diferențială.

punctul de zero, etc. Măsurînd ieșirea traductorului în fiecare punct de calibrare (în cadrul unui ciclu de calibrare), se pot evidenția erorile datorită frecărilor.

Aplicînd un cuplu sau un moment de torsiune cunoscut asupra traductorului și repetînd un ciclu de calibrare, pot fi detectate erori de montaj. Tot pe baza calibrării statice pot fi determinate devierile punctului zero, ale capătului maxim al domeniului de măsurare, variațiile de sensibilitate etc.

O dată calibrat, un traductor de presiune este supus unor teste care au scopul de a verifica modul în care se păstrează sau nu parametrii funcționali ai acestuia, în condiții de funcționare reală.

Testul de suprapresiune. Scopul acestui test este de a verifica dacă performanțele traductorului și, în special, ale elementului sensibil se păstrează după aplicarea un anumit timp a unei presiuni ce depășește limita superioară de măsurare cu un anumit ordin de mărime (fenomen care se poate întîlni oricînd în măsurările industriale). După aplicarea suprapresiunii, se reface un ciclu de calibrare și se detectează dacă elementele sensibile au fost afectate sau nu (deformații permanente, deteriorări, fisuri, etc.).

În cazul traductoarelor diferențiale se procedează și la testarea la presiuni sub limita inferioară (subpresiuni).

Testarea răspunsului în timp. Acest test are rolul de a verifica performanțele dinamice ale traductorului, în cazul unor variații de presiune.

În general, variațiile de presiune, constituind semnalele de test, pot fi de tip :

— sinusoidal ;
— treaptă.

Semnalele sinusoidale au avantajul că permit măsurarea directă a răspunsului la frecvență al traductorului. Testul are loc prin aplicarea unor astfel de semnale de amplitudine constantă și frecvență variabilă și înregistrarea amplitudinii semnalului de ieșire funcție de frecvență. Determinînd gradele de atenuare al semnalului de ieșire la frecvențe diferite (și în special înalte), se pot evalua performanțele dinamice ale traductorului.

Deoarece, pe de o parte, generatoarele de semnal sinusoidal sînt foarte scumpe, iar pe de altă parte, nu pot genera frecvențe într-o gamă foarte largă, se recurge de obicei la al doilea semnal de test. Semnalele de tip treaptă, care pot fi generate relativ simplu, permit evaluarea performanțelor dinamice ale traductorului prin interpretarea cantitativă și calitativă a regimurilor tranzitorii ale semnalului de ieșire.

Testarea la variațiile parametrilor mediului înconjurător. *Teste de temperatură* — urmăresc în special două obiective :

— verificarea funcționalității corecte a traductorului în cazul în care temperatura mediului înconjurător este mai ridicată (sau mai coborîtă) decît **cea** normală (de calibrare). Erorile de funcționare care pot apărea se datoresc supra sau subpresiunilor în fluid și se manifestă prin devierea punctului de zero, modificarea limitei superioare a domeniului de măsurare, a liniarității, etc.

— testarea performanțelor traductorului, în cazul unor variații rapide de temperatură. Aceste teste permit depistarea unor erori datorită izolației imperfecte, precum și datorită funcționării necorespunzătoare a elementului sensibil ;

Teste la vibrații, accelerații și șocuri — au rolul de a determina modul de comportare a părților mobile din structura traductorului (transmisii mecanice, sisteme de pîrghii, etc.) precum și a tuburilor și cablurilor de conexiune.

Teste privind rezistența la explozie datorită suprapresiunilor — au rolul de a verifica gradul de rigiditate—elasticitate al elementelor sensibile din structura traductorului, în momentul apariției unor suprapresiuni. În aceste situații nu se mai pune problema unei funcționări corecte la încetarea acestor șocuri, testîndu-se numai capacitatea elementului de a prelua aceste șocuri fără să explodeze.

Calibrarea traductoarelor de vacuum. Calibrarea traductoarelor de vacuum ridică probleme deosebite în comparație cu etalonarea celorlalte

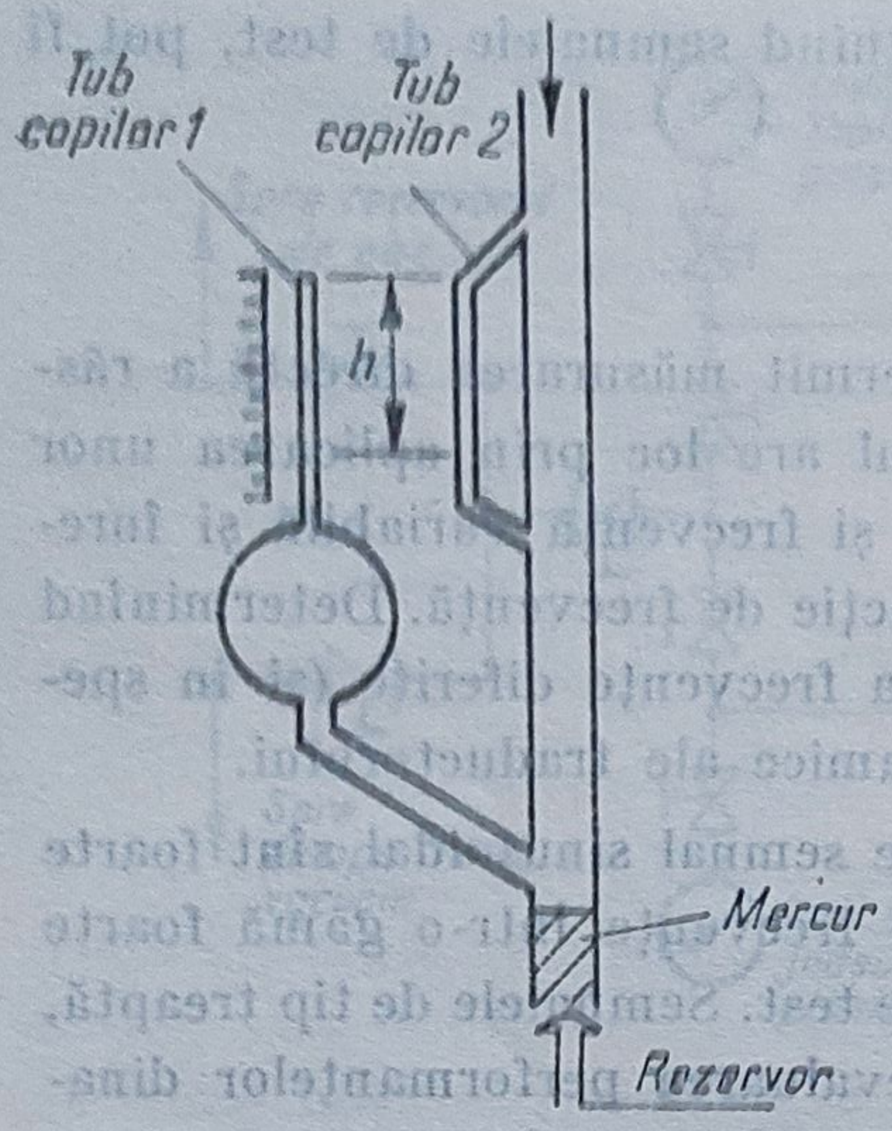


Fig. 11.57. Manometre Mc-Leod.

traductoare, datorită necesității de a se dispune de manometre care să măsoare cu mare precizie presiunile foarte joase.

De regulă, în astfel de situații se utilizează două tipuri de manometre speciale :

— manometrul cu compresie Mc Leod (10^{-3} torr $\leqslant p \leqslant$ 10 torr) ;

— indicatorul de vacuum radiometric Knudsen (10^{-8} torr $\leqslant p \leqslant 10^{-3}$ torr).

Manometrul cu compresie Mc Leod (fig. 11.57) este compus dintr-un tub vertical avînd un tub capilar de bypass, un recipient (care se prelungește la rîndul său cu un capilar identic cu primul) conectat cu tubul vertical și un rezervor de mercur. Gazul a cărui presiune trebuie măsurată este introdus în tubul vertical, pe care îl umple, pînă cînd mercurul coboară sub joncțiunea cu recipientul. Se crește apoi nivelul mercurului în tubul vertical (de exemplu, cu ajutorul unui piston care acționează în rezervorul cu mercur). Se ridică nivelul mercurului în tubul vertical, pînă cînd începe să se umple tubul capilar de bypass. Simultan, nivelul mercurului se ridică în recipientul sferic și în tubul capilar *1*. Nivelul său în acest tub este dictat de mărimea presiunii p a gazului introdus inițial și care este supus acum unei forțe de compresie. Presiunea poate fi citită pe o riglă gradată după relația

$$p = \frac{A}{V} h^2 \tag{11.35}$$

în care A este secțiunea tubului capilar ;

V — volumul recipientului sferic ;

h — diferența dintre nivelele de mercur în cele două capilare.

Pentru creșterea preciziei, manometrului Mc Leod i-au fost atașate diverse dispozitive optoelectronice de citire a nivelului h.

Indicatorul Knudsen (fig. 11.58) măsoară presiunea în funcție de forța cu care moleculele de gaz încălzit ciocnesc o suprafață. Principial, instrumentul este compus din două elemente de încălzire plasate la stînga și la dreapta unei suprafețe mobile, care se poate roti în jurul unui punct fix central. Această suprafață este suspendată de un fir subțire sau o fibră de cuarț, care joacă rolul unui fir de torsiune. Tot ansamblul este încapsulat și prevăzut cu posibilități de conectare în sistemul a cărui presiune trebuie măsurată.

Moleculele de gaz, venind în contact cu elementele încălzitoare, lovesc suprafața suspendată (care este rece) și imprimă acesteia o mișcare de rota-

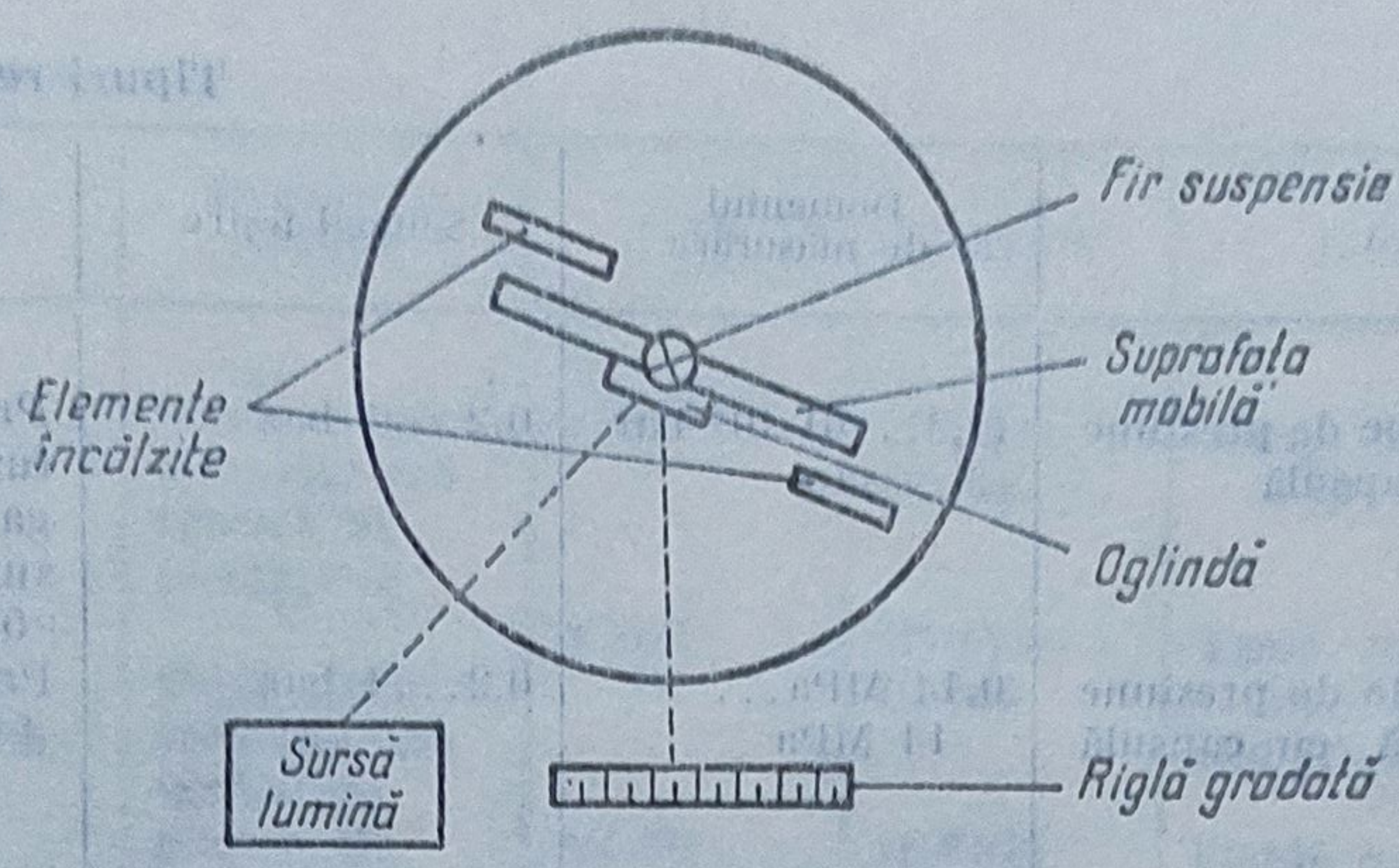


Fig. 11.58. Indicator Knudsen.

ție în jurul punctului fix. Unghiul α, la care se stabilizează deplasarea suprafeței mobile, este dependent de presiunea gazului și poate fi citit cu ajutorul unui sistem de indicare luminos tip galvanometru (preia raza reflectată de o oglindă atașată elementului mobil).

Indicatoarele Knudsen pot fi echipate cu diverse traductoare, astfel încît limita inferioară a domeniului de măsurare este coborîtă sub 10^{-9} torr.

11.8. Tipuri de traductoare industriale de presiune

În țară, se fabrică o gamă largă de traductoare de presiune, la întreprinderea IEPAM—Bîrlad. Această gamă cuprinde atît traductoare de presiune absolută, cît și traductoare de presiune diferențială (tabelul 11.4).

Ca elemente sensibile se utilizează în special elementele elastice: capsulă, tub Bourdon, silfoane; ca atare, majoritatea adaptoarelor care intră în construcția traductoarelor sînt de tipul cu modulator unghi-tensiune (ELT-370), sau balanța de forțe (FE).

Traductoarele de presiune fabricate în țară au ca semnale de ieșire curent continuu în gama 4—20 mA, sau semnal pneumatic de presiune în gama 0,2...1 bar.

În figura 11.59, 11.60 sînt prazentate desenele de gabarit, și vederile de ansamblu pentru traductoarele din seriile EFL 271 și FE.

Tabelul 11.4 cuprinde și alte tipuri reprezentative de traductoare de presiune fabricate în străinătate de firma cu tradiție în acest domeniu (URSAMAT, Honeywell, Kistler etc.) unele dintre ele fiind în exploatare la diverse întreprinderi din țară.

Tipuri reprezentative

Denumirea	Domeniul de măsurare	Semnal ieşire	Performanţe funcţionale
Traductor pneumatic de presiune diferenţială, cu capsulă	(1,3...6)·10² bar sau	0,2...1 bar	Precizia, în funcţie de gama de măsurare +0,5%...+1%
Traductor pneumatic de presiune diferenţială înaltă, cu capsulă	0,14 MPa... 14 MPa	0,2...1 bar	Precizie ±0,5%
Detector de presiune diferenţiale cu burduf	0...350 kPa în diverse game	Deplasare unghiulară 0...8°	±0,5% (±1%)
Detector de presiune diferenţială cu clopot	0...1 kgf/cm² în diverse game	Deplasare unghiulară 0—8°	±0,5% (±2%)
Adaptor de semnal electric unificat	Deplasare unghiulară 0...8°C	0...10 mA cc 2...10 mA cc P_s 0...3 kΩ 0...20 mA cc 4...20 mA cc P_s = 0...1,5 kΩ	±0,5% (±1%)
Traductor electronic de presiune diferenţială cu capsulă	1,3—6 kPa 5—51 kPa 50—210 kPa	4—20 mA P_s = 0...650 Ω	0,5%
Traductor electronic de presiune absolută cu balanţă de forţe	1,2...5 kPa	4—20 mA P_s = 0...650 Ω	±1%
Traductor electronic de presiune relativă cu balanţă de forţe	0,1...14 MPa	4—20 mA	±0,5%
Traductor pneumatic de presiune relativă cu capsulă sau cu tub Bourdon	0,05...14 MPa în diverse game	0,2...1 bar	±0,5% (±1%)
Traductor de presiune diferenţială electronic cu balanţă de forţe avînd ca element sensibil capsulă sau burduf	0...20 000 kgf/m² în diverse game (1 kgf/cm² = 1 at)	0,1—5 mA P_s = 0...2 kΩ 0...20 mA P_s = 0...600	
Traductor pneumatic de presiune cu balanţă de forţe avînd ca element sensibil burduf sau tub Bourdon	0...200 kg/cm² în diverse game	0,2...1 bar	

Tabelul 11.4

de traductoare

Gabarit	Posibilităţi cuplare	COD	Furnizor	Condiţii de utilizare
greutate 11 kgf	Orice element secundar sau specializat pneumatic	T-PD	IEPAM-Bîrlad	Temp. med. ambiant $-40...+80°C$
		T-DH	IEPAM-Bîrlad	Temp. med. ambiant $-40...+80°C$ Umiditate $65\% \pm 20\%$
286 × 175 mm greutate 10 kgf	Orice element secundar sau specializat pneumatic	AT-36	IEPAM-Bîrlad	Fluide neutre sau corosive Temp. med. ambiant $T_a = -10...+60°C$ Umiditate $65\% \pm 20\%$
	ID-100 ELT-370	EFL-271 (v. fig. 11.59)	IEPAM-Bîrlad	Fluide neutre sau corosive
	ELT-370 (v. fig. 11.59)	ELT-370	IEPAM-Bîrlad	Temp. mediu ambiant $-10...+60°C$ Tem. med. ambiant $10...60°C$ Umiditate $65\% \pm 20\%$ Alimentare 220 V/50 Hz
	AT-36 EFL-271			
	Diverse aparate secundare sau specializate electronice	FE 3D FE 3DL FE 3DM FE 3DH	IEPAM-Bîrlad (v. fig. 11.60)	Fluide neutre sau corosive T_a: $-40-+80°C$ Umid. max.: 85% Alimentare $V_{al} = 24-50$Vcc
	Idem	FE 1 AL	IEPAM-Bîrlad	Fluide neutre sau corosive $T_a = -40...80°C$ Umid. max. 65% $U_{al} = 24-50$ Vcc
	Idem	FE 1 GM FE 1 GH	IEPAM-Bîrlad	Fluide neutre sau corosive $T_a = -40...+80°C$ $U_{max} = 85\%$ $U_{al} = 24-50$ Vcc
	Diverse aparate secundare sau specializate pneumatice	T-PR	IEPAM-Bîrlad	Fluide neutre sau corosive $T_a = -40...+20°C$ $U_a = 65\% \pm 20\%$
58 kgf — 61,4 kgf cu ansambluri	Aparate secundare sau specializate electronice	DB 2720 2721 (capsulă) (EB)DU 2421 2422 (burduf)	URSAMAT RDG	$T_a = -30 + 60°C$ $U_a = 30\%...80\%$
5,3...8,5 kgf	Aparate secundare sau specializate pneumatice	PB-1423 (burduf) PB-1521 -1522 (tub Burdon)	URSAMAT	$T_a = -30 \pm 60°C$ $U_a = 30\% - 80\%$

Denumirea	Domeniul de măsurare	Semnal ieşire	Performanţe funcţionale
Traductor de presiune diferenţială pneumatic, cu balanţă de forţe, avînd ca element sensibil capsulă sau burduf	0...20 000 kg/cm²	0,2...1 bar	
Traductor de presiune piezorezistiv (pe siliciu)	*Diferenţial* 0...1 000 mbar	4—20 mA cc R_s = 0...650	Precizie ±0,25% din domeniu ±0,5% din domeniu Hysterezis ±0,1% din domeniu
	0—2 500 mbar în 3 game	4—20 mAcc	±0,25% din domeniu Hysterezis ±0,02% din domeniu
	0...104 bar în 4 game	4—20 mA cc	±0,1% din domeniu hysterezis ±0,02% din domeniu
	Relativ 0...690 bar în 2 game	4—20 mA cc	Precizie ±0,34% din domeniu hysterezis ±0,02%
Traductor de presiune piezorezistiv pentru pres. abs. statice şi dinamice	0...200 bar în 7 game	0...500 mV	liniaritate ±0,3% din domeniu eroare hysterezis ±0,1%
Traductor de presiune cu elemente piezoelectrice	0—1 000 at	Sarcină electrică	Sensibilitate 16 pC/at liniaritate ±0,8%
Traductor de presiune cu mărci tensometrice montate pe capsulă	20—30 000 psi (14,22 psi=0,981 bar) absolut sau relativ	1 Vcc 5 Vcc I_{max} = 20 mA	Precizia 0,25% 0,5% hysterezis 0,1% 0,25% Precizie 0,75% 200 gf
Traductor de presiune integrat	*pres. abs.* 0—5 000 psi abs *pres. dif.* 0—100 psi	Rez. sarcină 50 Ω	hysterezis 0,5%

Tabelul 11.4 (continuare)

Gabarit	Posibilităţi cuplare	COD	Furnizor	Condiţii de utilizare
55—57 kgf	Idem	PB-2421 -2422 -2720 -2721	URSAMAT	$T_a = -30 \ldots +100°C$
6 kgf	Aparate secundare sau specializate electronice	41101/02	Honeywell	T_a: $-40° \ldots 194°C$ Alimentare: 25 V±1 V Vibraţii: 1...300 Hz, ampl. max. 1,4 mm
		41103/04/05	Honeywell	
4,5 kgf	Idem			Alimentare: 25 V±1 V $T_a = 40° \ldots 94°C$ vibraţii 1—300 Hz, ampl. max. 1,4 mm
4,5 kgf	Idem	Y411(20)/21/ 22/23	Honeywell	Alimentare 25 V±1 V $T_a = -40° - 94°C$ vibraţii: 1—30 Hz, ampl. max. 1,4 mm
5 kgf	Idem	41224/25	Honeywell	Idem
45×16×16 33 gf	Elemente specializate	4041 4071	Kistler	$T_a = -40° \ldots 80°C$ şocuri 1 000 g frecvenţa proprie 70 Hz
1,7 gf	Amplificator de sarcină Kistler	601A 601H	Kistler	10 Vc.c. 28 Vc.c. T. de lucru —150—240°C sarcini (vibraţii) 1 500 g frecvenţa proprie 130 kHz
300 gf	Aparate electronice secundare sau specializate	DV DS	BLH-Electronics	$T_a = -65+250°(F)$ Alimentare 10—28 Vcc
200 gf	Aparate secundare sau specializate pneumatice	LX	National Semiconductor	T: 0...85°C şocuri 500 g $acc_{max} = 5\,000\ g$

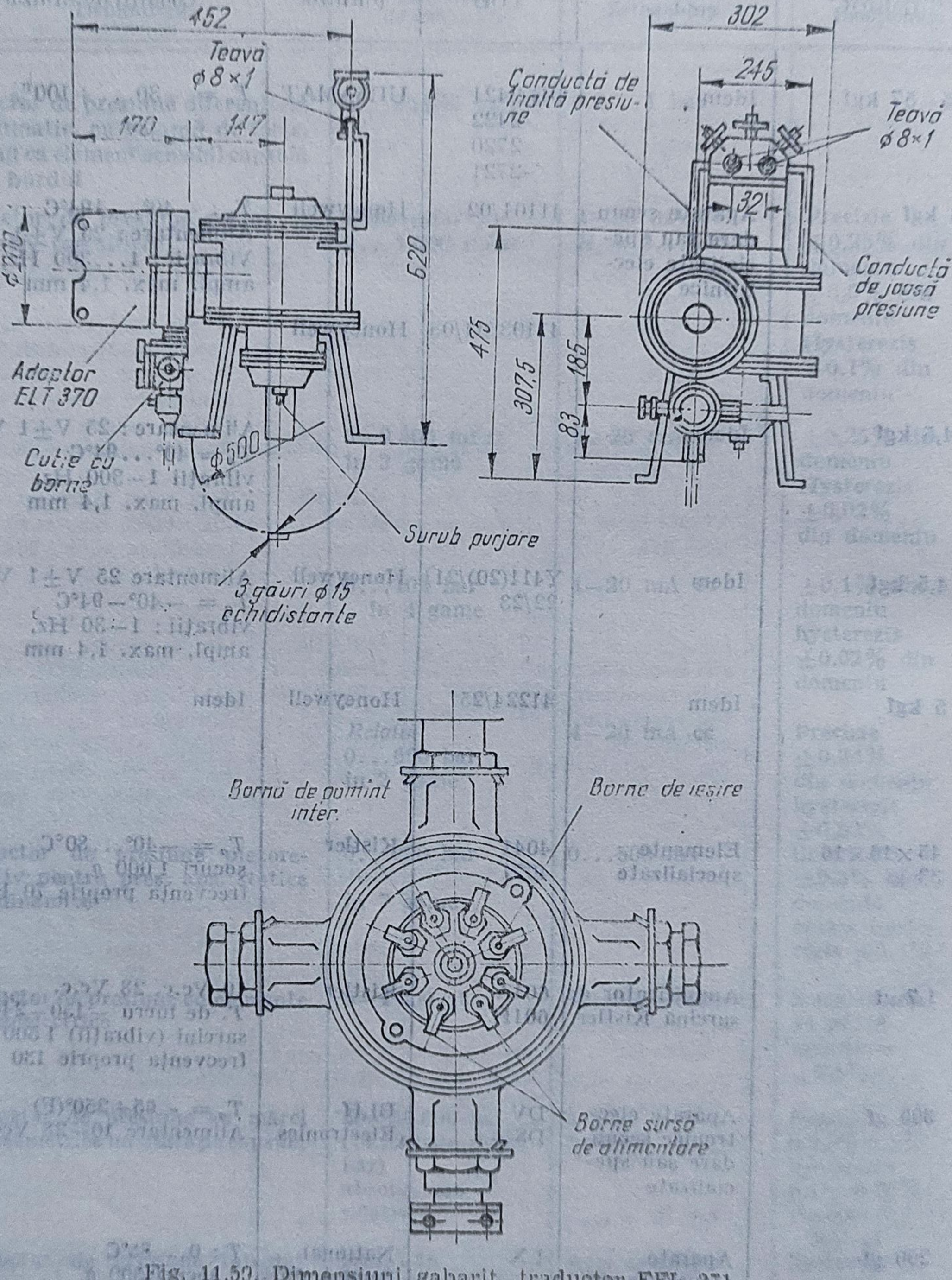


Fig. 11.59. Dimensiuni gabarit traductor EFL 271.

Fig. 11.60. Dimensiuni gabarit traductoare FE 3 DL, FE 3 DM, F E3 DH.

Bibliografie

1. *Demian Tr.* **Elemente constructive de mecanică fină.** Ed. Didactică şi Pedagogică, 1980.
2. *Neubert H. K. P.* **Instrument transducers. An introduction to their performance and design** Clarendon Press Oxford, 1975.
3. *Tănase G. ş.a.* **Modulatorul magnetic lucrînd ca traductor de unghi.** ATM-7/1966.
4. *Norton H.* **Handbook of Transducers for Electronic Systems.** Prentice-Hall Inc. Englewood Cliffts. N.J., 1969.
5. *Profos P.* **Industriellen Messtechnik.** Vulkan-Verlag-Essen, 1974.
6. *** * * Documentaţie tehnică şi prospecte :** IEPAM Bîrlad, Honeywell, Kistler, Hottinger-Baldwin, National Semiconductors, URSAMAT, BLH-Electronics.

● Traductorul reprezintă un „periferic" cu rol funcțional decisiv în declanșarea fluxului informațional în cadrul sistemului automat, impunînd totodată exigențe specifice în proiectarea, construcția, montarea și exploatarea instalațiilor de automatizare.

● Realizînd una din joncțiunile echipamentelor de automatizare cu instalația automatizată, traductoarele sînt plasate în intimitatea procesului, cu rol de prelevare a unei informații semnificative și cuprinzătoare asupra evoluției acestuia.

● Caracteristicile funcționale ale traductoarelor condiționează puternic performanțele de ansamblu ale sistemelor automate. În consecință, aceste elemente trebuie să satisfacă cerințe severe atît sub aspect metrologic (în regim staționar), cît și al dinamicii specifice conducerii în buclă închisă.

● Prezervarea performanțelor în condiții dificile de mediu impune traductoarelor structuri funcțional-constructive de înaltă tehnicitate.

● Necesitatea de a asigura compatibilitatea, pe de o parte, cu procesul, iar pe de alta, cu aparatura de automatizare, în bună măsură tipizată, face ca traductoarele să constituie ele însele sediul unor semnificative prelucrări de semnal.

● Construcțiile moderne de traductoare extind permanent frontul mărimilor care pot fi sesizate și controlate — prin exploatarea celor mai fine fenomene și efecte fizice susceptibile de o interpretare cantitativă — și o dată cu aceasta, posibilitatea de automatizare a noi procese, utilaje, tehnologii.

● Lucrarea de față inaugurează un ciclu de volume care-și propune să ofere, într-o tratare compactă de tip „manual ingineresc", o documentare sintetică corespunzătoare necesităților actuale din practica de proiectare și exploatare a aparaturii de automatizare.

● Primele capitole ale volumului cuprind noțiuni și cunoștințe fundamentale privind locul și rolul traductoarelor în sistemele automate, structura lor funcțională, caracteristicile și performanțele generale, clasificări, elemente constructive tipice.

● Sînt prezentate totodată modalitățile specifice de alegere a traductoarelor, pe baza unor criterii ferme de estimare a eficacității operaționale și a eficienței economice, în condițiile foarte variate create de larga diversitate a variantelor constructive, ca și a condițiilor de aplicare.

EDITURA TEHNICĂ

● În continuare, vol. I tratează, după o sistematică unitară, traductoarele pentru următoarele clase de parametri caracteristici proceselor industriale : mărimi electrice, de radiații, geometrice, viteze, vibrații, accelerații, forțe, cupluri, presiuni.

● Pentru fiecare clasă de traductoare se recapitulează succint legile fizice specifice, principiile metodelor de măsurare, unități de măsură ; se descriu elemente sensibile tipice, se prezintă tipurile industriale de traductoare performante, fabricate în țară și pe plan mondial, cu principalele caracteristici și alte indicații utile pentru alegere, montaj, exploatare corectă.

● Lucrarea constituie un manual ingineresc indispensabil în activitatea de concepție-proiectare, respectiv în cea de montaj-exploatare, adresat nu numai automatiștilor, dar și ingineriei tehnologice în general, confruntată foarte adesea cu probleme de măsurare și automatizare.

● Volumul II, în pregătire pentru 1986, inserează restul spectrului oferit de principalele mărimi prin care tehnica actuală își asigură conducerea proceselor industriale : nivel, debit, temperatură, densitate, viscozitate, umiditate, concentrație, mărimi de compoziție.

● În cadrul „ingineriei cunoștințelor" pe care sistemul de serii și colecții intitulat generic BIBLIOTECA DE AUTOMATICĂ, INFORMATICĂ, ELECTRONICĂ, MANAGEMENT o realizează într-un spațiu profesional interdisciplinar, lucrarea de față deschide un ciclu dedicat de volume „*Manualul inginerului automatist*" reprezentînd în planul literaturii tehnice o bancă de informații apelabilă într-un mod de operare de tip „sistem expert" pentru o gamă largă de activități inginerești în automatică : concepție-proiectare, construcție-fabricație, montare-exploatare, întreținere-reparare.

ei 39